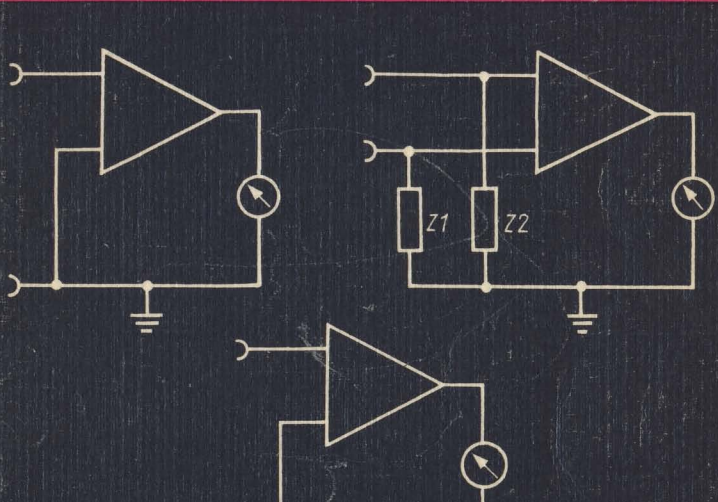
amateurreihe

electronica



Frank Sichla

230

Meßgeräte mit Operationsverstärkern

electronica · Band 230

FRANK SICHLA

Meßgeräte mit Operationsverstärkern

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Sichla F.:
Meßgeräte mit Operationsverstärkern. –
Berlin:
Militärverlag der DDR (VEB), 1986. –
96 S.: 61 Bilder – (elektronica: 230)

ISBN 3-327-00095-6

1. Auflage, 1986
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1986
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale
Verteidigung (VEB) – Berlin 32354-5
Lektor: Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 5. 10. 1985
LSV 3539
Bestellnummer: 7467919
00190

Inhaltsverzeichnis

	Vorwort	5
1.	**Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen**	7
2.	**OPV als Meßverstärker**	8
2.1.	OPV als Meßverstärker für Gleichgrößen	8
2.1.1.	Allgemeine Anforderungen	9
2.1.2.	Störgrößen am OPV	10
2.1.3.	Beseitigung des Einflusses der Störgrößen	13
2.1.4.	Driftkompensation	18
2.1.5.	Welche Grundschaltung?	22
2.1.6.	Ermittlung der Ruheströme und Offsetgrößen	28
2.1.7.	Stromversorgung	29
2.2.	OPV als Meßverstärker für Wechselgrößen	29
2.2.1.	Allgemeine Anforderungen	30
2.2.2.	Eingangsimpedanz	33
2.2.3.	Untere Grenzfrequenz	34
2.2.4.	Obere Grenzfrequenz	35
2.2.5.	Was messen?	38
2.2.6.	Stromversorgung	40
3.	**Gleichrichterschaltungen mit OPV**	41
3.1.	Allgemeine Anforderungen	41
3.2.	Nichtinvertierender Einweg-Präzisionsgleichrichter	42
3.3.	Invertierender Einweg-Präzisionsgleichrichter	42
3.4.	Vollweg-Präzisionsgleichrichter	43
3.5.	Instrumenten-Präzisionsgleichrichter	44
4.	**Vorverstärker für Vielfachmesser bzw. Oszilloskop**	46
4.1.	Hochohmiger Vorverstärker für Gleichspannung	46

4.2. Empfindlicher Gleichspannungsverstärker 51
4.3. Wechselspannungsmeßverstärker 55
4.4. Meßverstärker für Gleich- und Wechselspannung . 61

5. Komplette Meßgeräte für Strom, Spannung und Widerstand 66
5.1. Gleichspannungsvoltmeter 66
5.2. Gleichstrommeßgerät 70
5.3. Linear anzeigendes Ohmmeter 74
5.4. Linear anzeigendes NF-Millivoltmeter 79

6. Multimeter mit Analoganzeige 84
6.1. Technische Daten 84
6.2. Gesamtschaltung 84
6.3. Gleichspannungsvoltmeter 86
6.4. Präzisionsgleichrichter 87
6.5. Strommessung 91
6.6. Ohmmeter 91
6.7. Automatischer Polumschalter 92
6.8. Stromversorgung 94
6.9. Abgleich 94

Literatur . . . . . 3. Umschlagseite

Vorwort

Die elektronische Meßtechnik ist – neben der Regelungstechnik – Hauptanwendungsgebiet des Operationsverstärkers (OPV) geworden. Schaltungen mit diskreten Bauelementen erforderten hier im allgemeinen einen hohen Aufwand an Einzelbauteilen, waren im Aufbau kompliziert und letztlich auch nicht gerade billig. Hinzu kam, daß der durch Temperatureinfluß verursachte Meßfehler oft selbst für Amateurbelange zu hoch war. Der OPV hingegen läßt sich einfach handhaben und mit wenig Zusatzbeschaltung den vielfältigen Forderungen bei der Erfassung von Gleich- und Wechselgrößen präzise anpassen. Deshalb können mit OPV Meßgeräte aufgebaut werden, die erstaunlich gute technische Daten aufweisen und trotzdem einfach und billig sind.
Diese Tatsache spiegelt sich auch auf dem Sektor der Amateurliteratur wieder. Meßgeräte braucht jeder Amateur, gleich mit welchem speziellen Gebiet er sich nun beschäftigt. Der OPV wurde als das Bauelement erkannt, um die Nachteile passiver Vielfachmesser zu beseitigen bzw. um komplette elektronische Meßgeräte aufzubauen.
Mittelpunkt der Schaltungsvorschläge bildeten meist der *A 109* oder der *(MAA) 741* – andere Typen waren für Amateure kaum erhältlich. Hier hat sich nun durch das stark erweiterte Sortiment des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) die Situation gründlich verändert. So muß heute erst einmal entschieden werden, welcher OPV sich für die Realisierung einer bestimmten Aufgabe am besten eignet.
In schaltungstechnischer Hinsicht wurden nicht immer optimale Lösungen gefunden. Dies betraf besonders die Frage der Temperaturstabilität des Nullpunkts bei Gleichsignalverarbeitung. Daher wurde dieses wichtige Problem im theoretischen Teil der vorliegenden Broschüre besonders ausführlich behandelt. Basierend auf den gewonnenen Erkenntnissen, konnten alle praktischen Schaltungen so dimensioniert werden, daß der Nullpunkt-

fehler gering genug ist, um generell auf einen Nullpunktregler verzichten zu können. Im theoretischen Teil geht es ferner auch um Probleme bei Wechselsignalverarbeitung sowie um den Einsatz des OPV als Gleichrichter.

Den Hauptteil der Broschüre bilden jedoch die Bauanleitungen, die anhand konkreter technischer Daten demonstrieren, was der OPV als Meßverstärker kann. Genannt seien in dieser Richtung ein Ohmmeter bis 30 MΩ, ein Verstärker für sehr kleine Gleichspannungen – besonders für Arbeitsgemeinschaften interessant – sowie ein Wechselspannungsverstärker für 40 dB, mit dem im Frequenzbereich 10 Hz bis 100 kHz gemessen werden kann. Den Abschluß bildet die Beschreibung eines kleinen Multimeters mit Analoganzeige.

Gute Verfügbarkeit der Bauelemente, hohe erreichbare Genauigkeit, einfacher Aufbau und unkomplizierter Abgleich waren die Gesichtspunkte, unter denen die Schaltungsentwicklung vorgenommen wurde. Hierzu noch folgende, allgemeine Hinweise: Fast alle Widerstände, mit denen der OPV beschaltet wird, haben Einfluß auf die Genauigkeit. Es sollten daher Ausführungen mit geringem Temperaturkoeffizienten (TK) und hoher Langzeitkonstanz verwendet werden. Ideal wären Metallschichtwiderstände, doch stehen diese dem Amateur selten zur Verfügung. Man muß daher auf Kohleschichtwiderstände zurückgreifen. Für hohe zeitliche Konstanz ist die Baureihe *250* zu verwenden. Grundsätzlich sollten Typen mit hoher Nennbelastbarkeit (z. B. 0,25 W) bevorzugt werden.

Beim Abgleich – möglichst bei Zimmertemperatur – und beim praktischen Messen ist stets eine Einlaufzeit von 15 min einzuhalten! Infolge der inneren thermischen Zeitkonstante des OPV kommt es in dieser Zeitspanne nach dem Einschalten zu größeren Offsetdriften und entsprechenden Nullpunktfehlern. Die Offset-Abgleichmöglichkeit wurde immer so ausgelegt, daß sie für Abweichungen von mindestens ±50 % vom typischen Wert der zu kompensierenden Größe ausreicht.

Schließlich danke ich Herrn Dipl.-Ing. *Klaus Schlenzig* für seine Hinweise zur inhaltlichen Gestaltung der Broschüre.

Berlin, Herbst 1985 *Frank Sichla*

1. Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen

B	Bandbreite
B'	Bandbreite mit Gegenkopplung
f	Frequenz
f_o	obere Grenzfrequenz (−3 dB)
f_u	untere Grenzfrequenz (−3 dB)
I	Gleichstrom, allgemein
i	Wechselstrom, allgemein
I_B	Basisruhestrom
I_C	Kollektorstrom
I_E	Eingangsruhestrom
I_i, i_i	Eingangsstrom
I_K	Kompensationsstrom
I_o, i_o	Ausgangsstrom
I_{Offset}	Offsetstrom
R_L	Lastwiderstand
R_i	Innenwiderstand (einer Quelle)
SR	Slew-Rate
TK	Temperaturkoeffizient
U	Gleichspannung, allgemein
u	Wechselspannung, allgemein
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
u_{eff}	Effektivwert einer Spannung
U_K	Kompensationsspannung
U_{Offset}	Offsetspannung
U_S	Speisespannung, Betriebsspannung
u_{ss}	Spitze-Spitze-Wert einer Spannung
$u_{Stör}$	Störspannung
$\hat{u}$	Spitzenspannung (Amplitude)
$\overline{u}$	arithmetischer Mittelwert einer Spannung
V	Verstärkung
V'	Verstärkung mit Gegenkopplung
V_{Gl}	Gleichtaktverstärkung
Z	Impedanz

2. OPV als Meßverstärker

In einem weiten Bereich der Meßtechnik hat der OPV – als integrierter Analogverstärker eingesetzt – die Schaltung mit diskreten Bauelementen vollständig verdrängt. Dafür gibt es verschiedene Gründe: Zunächst einmal können Aufwand und Preis erheblich gesenkt werden. Der OPV erlaubt höhere Meßgenauigkeiten, da im Gleichspannungsbereich geringe Nullpunktdriften und im Wechselspannungsbereich eine bessere Linearität des Frequenzganges erreicht werden können. Die Schaltungseigenschaften eines OPV-Meßverstärkers lassen sich leicht beeinflussen. So kann durch Ändern der Gegenkopplung die Verstärkung eingestellt und umgeschaltet werden. Es ergeben sich günstige Ein- und Ausgangswiderstände. Die hohen Gegenkopplungsgrade sichern dabei Stabilität und Linearität.
Zur Messung von Strom und Spannung findet man den OPV als Vorverstärker oder als Treiber für das Anzeigeinstrument. Im letzten Fall kann er als Stromquelle geschaltet werden, so daß der Innenwiderstand des Instruments ohne Einfluß bleibt. Auch zur Widerstandsmessung bieten die Schaltungseigenschaften des OPV günstige Ansatzpunkte. Ohne Schwierigkeiten läßt sich ein linearer Skalenverlauf realisieren.
Beim Einsatz des OPV als Meßverstärker muß prinzipiell zwischen den Anwendungen bei Gleich- und Wechselgrößen unterschieden werden. Die dabei auftretenden Probleme sind grundsätzlich verschieden und sollen in diesem Abschnitt dargestellt werden.

2.1. OPV als Meßverstärker für Gleichgrößen

Bei der Verarbeitung von Gleichgrößen sollte in erster Linie durch eine optimale Offsetkompensation gewährleistet werden, daß die Nullpunktabweichungen und deren Drift minimal sind.

Da die Quellen unterschiedliche Innenwiderstände haben, muß – abweichend von der herkömmlichen, nur auf den Ausgang wirkenden Offsetkompensation – auch am Eingang Nullpotential eingestellt werden. Die sich daraus ergebenden Schaltungsmaßnahmen nehmen einen gewissen Umfang ein und wollen wohlüberlegt sein.
Natürlich muß man auch den OPV hinsichtlich der Offsetgrößen und deren Drift untersuchen. Nur durch Auswahl eines geeigneten Typs und optimaler Auslegung der Kompensationsschaltung kann der additiv wirkende Nullpunktfehler minimal gehalten werden.
Wechselspannungs-Störungen werden mit einem Tiefpaß (am Eingang) ausgeblendet.

2.1.1. Allgemeine Anforderungen

Gleichspannungs-Meßverstärker sollen vor allem einen hohen Eingangswiderstand haben, damit der durch die Belastung des Meßobjekts entstehende Fehler vernachlässigbar bleibt. Für Amateurbelange genügen 1 MΩ/V oder etwa 10 MΩ in allen Bereichen.
Der kleinste Spannungsmeßbereich von 50 mV ist ausreichend, da die Messung kleinerer Spannungen im allgemeinen nicht vorkommt.
Für Gleichstromverstärker wird ein besonders niedriger Innenwiderstand gefordert. Um auch Sperr- und Restströme ermitteln zu können, sollte der Verstärker recht empfindlich sein; kleinster Meßbereich z. B. 100 nA.
Für Widerstandsmessungen ist ein großer Umfang an Meßbereichen wünschenswert, so daß Werte von 1 Ω bis 10 MΩ erfaßt werden können. In jedem Fall sollte der Skalenverlauf linear sein, damit man günstig ablesen kann und sich das Neuzeichnen der Skale erspart.
Die Genauigkeit der elektronischen Schaltung sollte in einer gewissen Relation zu der des Anzeigeteils (Zeigerinstrument oder Ziffernanzeige) stehen. So hat es keinen Sinn, einem Meßverstärker mit 10 % Fehlertoleranz eine 3stellige Ziffernanzeige

nachzuschalten. Andererseits sollte man nicht einen Verstärker mit 0,5 % Fehlertoleranz bauen, der ein Zeigerinstrument der Klasse 2,5 bedient.
Die für den Amateur geforderte Fehlertoleranz einfacher Meßgeräte liegt im Bereich 1 bis 10 %. Man kann in den meisten Fällen den OPV mit engtolerierten Widerständen so beschalten, daß die fertige Schaltung mit Sicherheit bestimmte Fehlergrenzen einhält. Im allgemeinen stößt der Amateur bei der Beschaffung von Widerständen mit 0,1 bis 2 % Toleranz auf Schwierigkeiten. Die Schaltungen können deshalb in den einzelnen Meßbereichen mit Schichtdrehwiderständen justiert werden. Man benötigt dann ein gutgehendes Vergleichsinstrument, das man sich aus einer Werkstatt oder einem Labor ausleihen kann.

2.1.2. Störgrößen am OPV

Statische Störwirkungen verursachen am OPV vor allem die Eingangsruheströme sowie die Offsetspannung und deren Drift.
Zur Erklärung dieser Störgrößen kann das Modell eines nicht idealen Differenzverstärkers herangezogen werden, da er dem OPV prinzipiell entspricht. Jeder OPV arbeitet mit einem Differenzverstärker in der Eingangsstufe, der sehr wesentlich das Gesamtverhalten bestimmt.

Basisruheströme
Soll die Ausgangsspannung des Differenzverstärkers (Bild 2.1a) bei Gleichheit der Widerstände Null sein, muß sich der Strom I zu gleichen Teilen auf die Kollektor-Emitter-Strecken der Transistoren aufteilen. Diese wirken wegen der Konstanz des Stromes I selbst als Konstantstromquellen und erzwingen einen bestimmten Basisstrom für jeden Wert der Ausgangsspannung.
Bild 2.1b zeigt die Kennlinien der Stromsteuerung $I_C = f(I_B)$ für beide Transistoren. Da diese nicht identisch sind (unterschiedliche Stromverstärkungsfaktoren), muß für $U_o = 0$ $I_{B1} \neq I_{B2}$ sein. Dieses leicht ideale Verhalten kann beim OPV auch durch Ungleichheit von $R1$ und $R2$ und ferner durch die nachfolgenden Stufen verursacht werden.

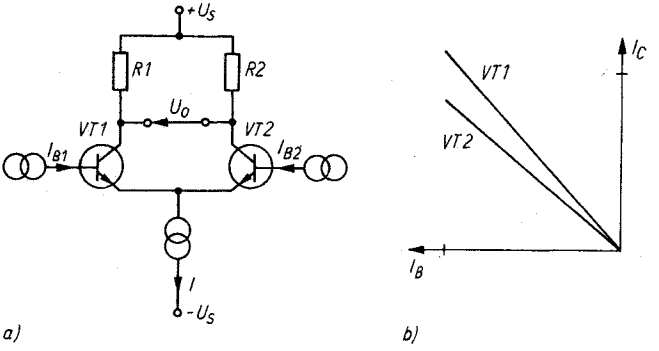


Bild 2.1 Differenzverstärker mit Stromsteuerung als OPV-Modell

Definition:
Die Basisruheströme sind die Ströme aus einer Quelle mit unendlichem Innenwiderstand, die der OPV an seinen Eingangsklemmen für den Wert Null der Ausgangsspannung benötigt.
Die Basisruheströme sind stark temperaturabhängig. Der Gleichtaktteil dieser Drift wird jedoch unterdrückt und führt nicht zu einer Ausgangsspannungsänderung. Lediglich die Differenz wirkt störend.

Eingangsruhestrom
Die Werte der beiden Basisruheströme des OPV werden in den Datenblättern nicht getrennt angegeben. Man bildet den arithmetischen Mittelwert:

$$I_E = 1/2\,(I_{B1} + I_{B2}) \qquad (1)$$

Er ist also genaugenommen ein fiktiver Strom am OPV, mit dem man die Basisruheströme einfacher kennzeichnen kann.

Offsetstrom
Der Offsetstrom ist die Differenz der Basisruheströme bzw. der Differenzstrom am Eingang, mit dem man die Ausgangsspannung auf Null bringt. Die Temperaturdrift des Offsetstroms ist

die schon erwähnte Differenz der Drift der Basisruheströme. Da der Offsetstrom eine nichtlineare Funktion der Temperatur ist, gibt man seine Drift für eine bestimmte Temperatur oder als Durchschnittswert für einen Temperaturbereich an. Sein absoluter Wert und seine Temperaturdrift sind wichtige Kenngrößen des OPV.
Der Offsetstrom stellt 10 bis 30 % des Eingangsruhestroms. OPV mit geringen Basisruheströmen haben entsprechend kleine Werte für Offsetstrom und Drift und können so den Ausgangsspannungsfehler gering halten. Auch der Offsetstrom ist eine Hilfsgröße und kommt tatsächlich am OPV nicht vor. Im Datenblatt wird sein Betrag angegeben.

Offsetspannung

Betreibt man den Differenzverstärker mit aufgeprägten, gleichen Potentialen an seinen Eingängen, so sind die Kennlinien der Spannungssteuerung $I_C = f(U_{BE})$ maßgeblich. In Bild 2.2a können die Eingangsspannungen auch Null sein (Eingänge an Masse). Selbst bei gleichen Stromverstärkungsfaktoren werden sich die Kollektorströme aber unterscheiden, da gleiche Eingangsspannungen unterschiedliche Basisströme hervorrufen (Bild 2.2b). Somit kommt auch hier infolge nicht genau überein-

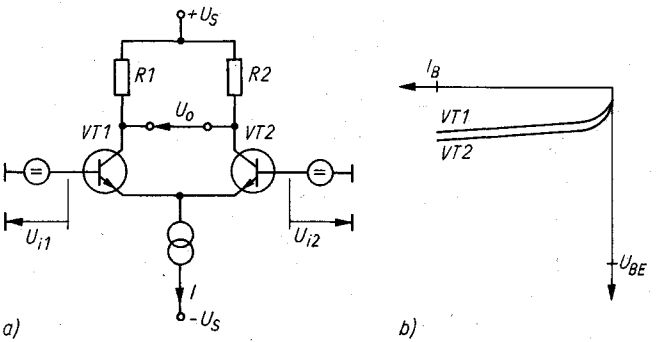


Bild 2.2 Differenzverstärker mit Spannungssteuerung als OPV-Modell

stimmender Basis-Emitter-Kennlinien der Eingangstransistoren sowie infolge Wärmedifferenzen vorwiegend in den Eingangsstufen des OPV eine Ausgangs-Fehlspannung zustande.

Definition:
Die Offsetspannung ist der Betrag der Spannung, der zwischen die Eingangsklemmen des OPV gelegt werden muß, um am Ausgang den Wert Null zu erhalten. Tritt eine Drift der beiden Kennlinien der Eingangstransistoren auf, so wird nur die Differenz der beiden Driften als Drift der Offsetspannung wirksam.

2.1.3. Beseitigung des Einflusses der Störgrößen

Da Basisruheströme und Offsetspannung gleiche Störwirkung zeigen (Nullpunktfehler), genügt prinzipiell eine auf die Ausgangsspannung gerichtete Maßnahme, um diese Störung zu unterbinden (Kompensation der Ausgangsspannung auf Null). Dabei kann es jedoch zur Beeinflussung der Symmetrie der Eingangsstufen kommen, was sich nachteilig auf die verbleibenden Driftwerte in Abhängigkeit von Temperatur oder Speisespannung auswirkt. Daher ist es für die Beschaltung des OPV als Gleichspannungs-Meßverstärker ratsam, den Offsetspannungsabgleich und die Kompensation der Wirkungen der Basisruheströme getrennt durchzuführen. So kann eine maximale Genauigkeit gesichert werden.
Ziel der Kompensationsmaßnahmen ist es, an Ein- und Ausgang der Verstärkerschaltung Nullpotential zu erhalten. Das bedeutet: Bei Kurzschluß und Leerlauf der Eingangsklemmen behält die Ausgangsspannung des Meßverstärkers den Wert Null. Mit diesen beiden Extremfällen werden alle praktisch vorkommenden Quellwiderstände erfaßt, so daß deren Anschluß keine Auswirkungen auf das Ausgangspotential hat. Diese Arbeitspunkteinstellung bedeutet allgemein die Lösung folgender Aufgaben:

1. Sicherung der Basisruheströme,
2. Kompensation des Offsetstroms bzw. Einstellen der Eingangs-Gleichtaktspannung,

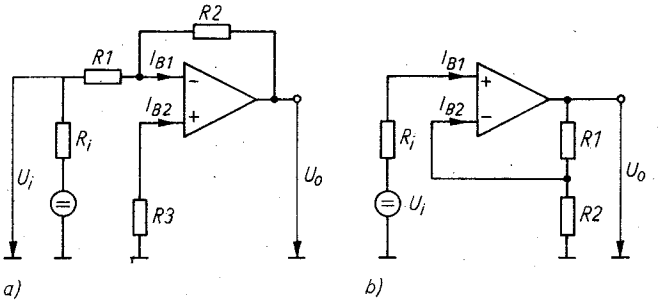


Bild 2.3 Invertierende (a) und nichtinvertierende (b) Grundschaltung

3. Kompensation der Offsetspannung,
4. Einstellen der Eingangsleerlaufspannung der Schaltung auf Null.

Sicherung der Basisruheströme

In der konventionellen Schaltungstechnik (Quellwiderstand fest angeschlossen und konstant) erfolgt die Zuführung des Basisruhestroms für den betreffenden Eingang über den Quellwiderstand. Der andere Eingang des OPV erhält seinen Basisruhestrom über Bauelemente der Schaltung (Bild 2.3).

Hat der Innenwiderstand der Signalquelle keinen festen Wert und muß die Eingangsleerlaufspannung des Verstärkers daher zur Vermeidung eines zusätzlichen Fehlers Null betragen, müssen beide Basisruheströme über Bauelemente der Verstärkerschaltung zugeleitet werden. Die beiden Gegenkopplungswiderstände können dazu oft nicht benutzt werden, da der Basisruhestrom einen zusätzlichen Spannungsabfall und damit einen Verstärkungsfehler verursachen würde. Die Zuführung der Basisruheströme erfolgt daher entweder direkt, indem (wenn möglich) der Eingang unmittelbar an Masse gelegt wird, über zusätzliche Widerstände, über die Basis eines (äußeren) Transistors oder durch eine externe Stromspiegelschaltung.

Bei der Verwendung eines Widerstands oder eines Transistors entsteht ein gewisser Nachteil, da der Eingangswiderstand des

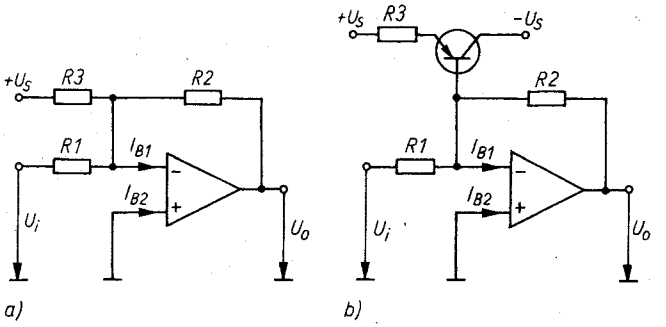


Bild 2.4 Zuleitung der Basisruheströme bei invertierender Grundschaltung

OPV in der invertierenden Grundschaltung (Bild 2.4) bzw. der Eingangswiderstand der gesamten Anordnung in der nichtinvertierenden Grundschaltung (Bild 2.5) durch die Beschaltung etwas herabgesetzt wird. In der invertierenden Grundschaltung stört das wenig, weil der Eingangswiderstand der Gesamtschaltung mit $R1$ gegeben ist. Für die nichtinvertierende Grundschaltung kann man die Minderung des Eingangswiderstands verhindern, indem eine Konstantstromschaltung eingesetzt wird.

Kompensation des Offsetstroms bzw. Einstellen der Eingangsgleichtaktspannung

Werden beide Eingänge des OPV mit gleichen in die Schaltung hinein meßbaren Widerständen beschaltet, so entsteht infolge der Ungleichheit der Basisruheströme am Differenzeingang ein Spannungsabfall, der den Verstärker zum Aussteuern bringt. Der Ausgangsspannungsfehler ist um so größer, je höher der Offsetstrom bzw. diese Widerstände sind und je größer die eingestellte Verstärkung ist.

Um den Offsetstrom zu kompensieren, müssen sich daher die an den Eingängen des OPV gegen Masse meßbaren Widerstände indirekt proportional zu den betreffenden Basisruheströmen verhalten. Für Bild 2.3 würde dies bedeuten

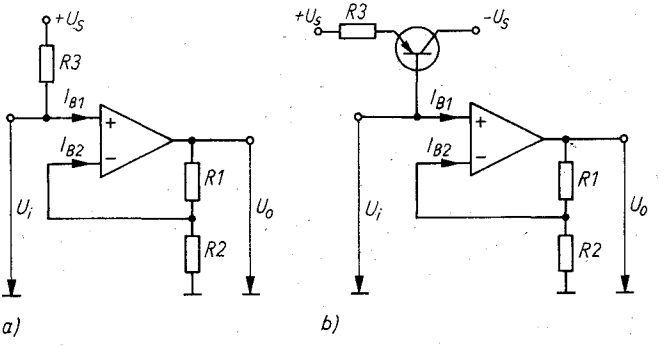


Bild 2.5 Zuleitung der Basisruheströme bei nichtinvertierender Grundschaltung

$$I_{B1}\,(R_1 + R_i) \parallel R_2 = I_{B2}\,R_3. \tag{2}$$

Für Bild 2.3b gilt:

$$I_{B1} \cdot R_i = I_{B2} \cdot R_1 \parallel R_2. \tag{3}$$

Damit steht an beiden Eingängen die gleiche Spannung, was eine geringe Gleichtakt-, aber keine Differenzansteuerung bedeutet. Die Einhaltung der obigen Bedingungen bringt praktisch gewisse Schwierigkeiten (umständlicher Abgleich erforderlich). Man sieht daher in der konventionellen Schaltungstechnik die Beschaltung mit gleichen Widerstandswerten als Standardfall an. Den Einfluß des Offsetstroms beseitigt man dann nicht speziell, sondern die daraus resultierende Fehlspannung gemeinsam mit der Offsetspannung, als ob es sich ausschließlich um diese handeln würde. Es sei aber schon hier darauf hingewiesen: Grundsätzlich ist es möglich, durch unsymmetrische Beschaltung der Eingänge kleinere Restdriften zu erzielen.

Kompensation der Offsetspannung

Je größer die eingestellte Verstärkung und der Wert der Offsetspannung sind, um so größer ist der durch sie verursachte Aus-

gangsspannungsfehler. Man unterscheidet zwischen äußerem und innerem Offsetspannungsabgleich.
Der äußere Abgleich wird meist durch Überlagern einer Gleichspannung auf die Eingangssignalspannung vorgenommen. Diese Gleichspannung muß zwischen den Eingängen des OPV wirksam werden. Die Betriebsspannung für den OPV steht jedoch gegen Masse zur Verfügung. Daraus folgt: Man kann die Kompensationsspannung gegen Masse an dem einen oder an dem anderen der OPV-Eingänge wirksam werden lassen. Führt dieser Eingang gegen Masse Signalspannung, ist eine Entkopplung (z. B. hochohmiger Widerstand) erforderlich.
Für den inneren Abgleich muß der OPV besondere Anschlußpunkte haben. Das Anfügen der Abgleichbeschaltung an diese Punkte bietet zwei Vorteile in schaltungstechnischer Hinsicht: Erstens die Einfachheit der Beschaltung und zweitens das Freibleiben der Eingangsanschlüsse von der Abgleichbeschaltung. Mit dem inneren Offsetspannungsabgleich erfolgt das Symmetrieren bezüglich des Verstärkerruhezustands (Einstellen der Balance). Die Auswirkung entspricht einem gegenseitigen Verschieben der Vorspannungen der beiden Seiten der Eingangsdifferenzverstärkerstufe.
Ein Offsetspannungsabgleich gilt jeweils nur für gegebene Betriebsbedingungen. Wert und Polarität der Offsetspannung hängen stark von der Speisespannung ab. Auch der Lastwiderstand hat Einfluß. Diese Größen sind also konstantzuhalten.
Werden unterschiedliche Lastwiderstände angeschlossen, kann man den Ausgang so stark vorbelasten, daß dieser Einfluß bedeutungslos wird.

Einstellen der Eingangsleerlaufspannung der Schaltung auf Null

Nicht nur am Ausgang des Meßverstärkers, sondern auch an dessen Eingang muß (im Leerlauf) die Spannung Null betragen.
Bild 2.6 zeigt prinzipielle Lösungen. Im Fall des Bildes 2.6a wird in R ein Strom eingespeist, der dem Basisstrom entgegengesetzt ist. Daher wird die Spannung über R zu Null und – unter der Voraussetzung, daß die Spannung am Differenzeingang ebenfalls

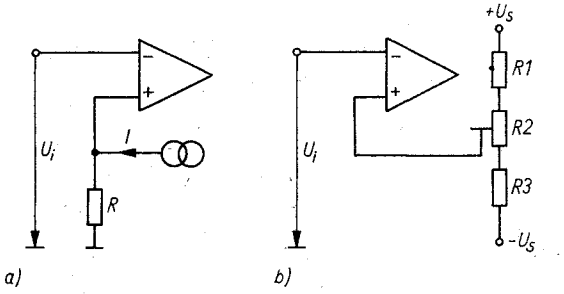


Bild 2.6 Justieren der Eingangsleerlaufspannung auf Null

Null ist – herrscht am Eingang der Schaltung Massepotential. In Bild 2.6b wird das Potential des nicht Signalspannung führenden Eingangs mit *R*2 so eingestellt, daß die Eingangsklemme Nullpotential führt.

2.1.4. Driftkompensation

Die Drift des OPV setzt sich aus dem Basisruhestrom (bzw. Eingangsruhestrom oder Offsetstrom) und der Offsetspannung zusammen. Die Driften anderer Größen (z.B. Leerlaufspannungsverstärker) sind praktisch nicht relevant.
Driftkompensation bedeutet die Verhinderung der Drift selbst oder aber (wo das nicht möglich ist oder zu viel Aufwand erfordert) die Minimierung der durch die Drift verursachten Störungen.
Für den ersten Fall käme ein Konstanthalten der Temperatur des OPV in Frage. Den zweiten Fall stellen alle Schaltungsmaßnahmen dar, die die durch die Drift verursachten negativen Auswirkungen minimieren oder ganz verhindern, nicht aber die Drift selbst.

Basisruheströme
Ein Beispiel für die Störungsminimierung der Drift ist das Beschalten der Eingänge mit den Basisruheströmen indirekt pro-

portionalen Widerstandswerten. Als Folge bleibt auch bei gleichsinniger Änderung der Basisruheströme die Differenzeingangsspannung konstant. Bei der Drift der Basisruheströme handelt es sich im wesentlichen um die Temperaturabhängigkeit. Die Auswirkungen können in einem einfachen Meßverstärker minimiert werden, wenn man

1. die im Falle temperaturbedingter Abweichungen für die Zuleitung des Basisruhestroms in Erscheinung tretenden Widerstände indirekt proportional zu den betreffenden Basisruheströmen macht,
2. diese Widerstände möglichst niederohmig ausgelegt und
3. OPV mit geringer Offsetstromdrift verwendet.

Je kleiner die zu messende Spannung im Vergleich zu den auftretenden Driftabweichungen (additiver Ausgangsspannungsfehler) ist, um so größer ist der prozentuale Meßfehler. Verwendet man zur Zuführung des Basisruhestroms Halbleiterbauelemente, so wird die temperaturbedingte Drift teilweise ausgeglichen. Ein völliger Ausgleich hätte aber zur Voraussetzung, daß das Temperaturverhalten des zugeführten Stroms und des Basisruhestroms sowie die für beide Ströme maßgebenden Temperaturen vollständig übereinstimmen.

Besonderes Augenmerk ist von vornherein auf den OPV selbst zu richten. Typen mit geringem Offsetstrom sind zu bevorzugen. In Tabelle 2.1. ist zu erkennen, daß bei den Typen mit bipolarer Eingangsstufe der *741* sowie der Präzisionsoperationsverstärker *MAA 725* in Betracht kommen. OPV mit FET in der Eingangsstufe weisen weit niedrigere Basisruheströme auf, jedoch verdoppeln sich diese und der Offsetstrom etwa alle 10 K. Die absoluten Driftwerte liegen dabei jedoch weit unter denen, die OPV mit bipolarem Eingang aufzuweisen haben.

In komplizierten Meßgeräten mit hoher Genauigkeit erreicht man die besten Ergebnisse mit einer Thermostatschaltung (Beseitigung der Drift selbst) oder einem automatischen Offsetabgleich. In Digitalvoltmetern und elektronischen Multimetern sind beide Varianten anzutreffen.

Tabelle 2.1. Für Gleichspannungsanwendungen bedeutsame Daten

			A 109	B 109	μA 709 (TAA 521)	MAA 725	MAA 741
Betriebsspannung	±V	typ.	15	15	15	15	18
		max.	18	18	–	22	22
		min.	6	6	–	3	3
Differenzeingangs-spannung	±V	max.	5	5	5	5	30
Offsetspannung	±mV	typ.	0,52	0,52	–	0,5	1,5
		max.	7,5	5	5	1	5
TK der Offset-spannung	μV/K		1,9	1,85	3	0,6	
Offsetstrom	nA	typ.	38	32		2	10
		max.	500	200		20	200
Eingangsruhestrom	nA	typ.	330	280		53	80
		max.	1500	500		100	500
TK des Eingangs-ruhestroms	pA/K			350		42	160

Offsetspannung

Da die TK bipolarer Transistoren gut übereinstimmen, wirken sich kleine Temperaturschwankungen auf die Offsetspannung relativ wenig aus. Bei einfachen Geräten kann daher auf eine Temperaturkompensationsschaltung verzichtet werden.

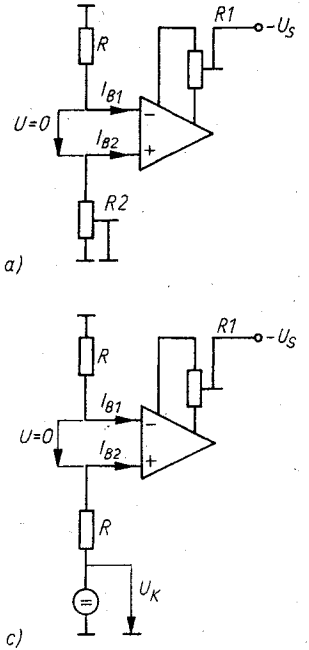
Wie bereits erwähnt, ist die Offsetspannung eine Funktion der Temperatur. Die temperaturabhängige Drift ist aber wiederum eine Funktion der Offsetspannung selbst. Dies bedeutet praktisch: Der Temperaturkoeffizient der Offsetspannung läßt sich durch interne Kompensation (Symmetrierung der OPV-Eingangsstufe) verringern! Bei externer Kompensation ist dies nicht möglich, da die Offsetspannung ihren Wert behält. Die Eingangsstufe kann nicht symmetriert werden; die Offsetspannung wird lediglich durch eine äußere Spannungsquelle kompensiert. Bei interner Kompensation hingegen bringt man die Offsetspannung bei Kurzschluß des Differenzeingangs und Einstellen der Ausgangsspannung auf Null. Damit ist auch die geringste Temperaturdrift gesichert.

μA 741	K 140 UD 8	B 761	B 861	B 631	B 08 ... Dt	B 08 ... D	B 08 ... Dm	B 08 ... Dp
	15	–	–	–	–	–	–	–
	18	18	10	15	18	18	18	18
	6	1,5	1,5	2	–	–	–	–
30					30	30	30	30
1	–	–	–	–	3	5	3	2
–	100	6	10	15	6	15	6	3
3		6	6	6	10	10	10	10
20		–	–	–	$12 \cdot 10^{-3}$	$12 \cdot 10^{-3}$	$12 \cdot 10^{-3}$	$12 \cdot 10^{-3}$
		300	300	25	0,1	0,2	0,1	0,1
80	–	–	–	–	0,06	0,06	0,06	0,06
–	1	1000	1000	50	0,2	0,4	0,2	0,2
100								

Vorteilhaft ist weiterhin die unabhängige Kompensation des Offsetstroms nach erfolgter Offsetkompensation. Das kann durch entsprechende Widerstände an den Eingängen (Bild 2.7a) oder bei Gleichheit der Widerstände durch einen Kompensationsstrom (Bild 2.7b) bzw. eine Kompensationsspannung (Bild 2.7c) erfolgen. Die Lösung nach Bild 2.7a stellt hinsichtlich der Minimierung der Driften den Idealfall dar.

Für minimale Offsetspannungsdrift sind also OPV mit interner Kompensation zu bevorzugen. Daher kommen der *741* und der *MAA 725* in Betracht. OPV mit FET-Eingang weisen etwa zehnmal schlechtere Werte auf als solche mit bipolarer Eingangsstufe! Bei den BiFET-OPV der 80er Reihe läßt sich der typische TK von 10 μV/K nur durch externe Kompensation erreichen [8]!

Wie sich die Drift der Offsetspannung auf den Ausgang auswirkt, hängt von der Beschaltung des OPV ab. Jedoch gilt auch hier: Je kleiner die Meßgröße im Vergleich zu den entstehenden Driftabweichungen ist, um so größer ist der prozentuale Meßfehler.



2.7
Interne Offsetkompensation ermöglicht Kompensation von U_{Offset} und I_{Offset} getrennt

2.1.5. Welche Grundschaltung?

Der OPV kann als invertierender oder nichtinvertierender Verstärker geschaltet werden. Für die Meßtechnik ist es nicht von Bedeutung, ob eine Inversion des Eingangssignals erfolgt. Vielmehr stehen bei der Auswahl der Grundschaltung schaltungstechnische Fragen im Vordergrund. Es muß untersucht werden, welche Variante eine wirksame Driftkompensation ohne Beeinträchtigung anderer wichtiger Schaltungseigenschaften erlaubt. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf den Spannungsverstärker (hochohmiger Eingangswiderstand gefordert).
Aus der Theorie ist der nichtinvertierende Verstärker (Elektrometerverstärker) für einen hohen Eingangswiderstand bekannt.

Bei der Betrachtung von Bild 2.8a fällt auf, daß der Eingangswiderstand durch den zum Zuführen von I_{B1} erforderlichen Widerstand $R1$ bestimmt wird. Änderungen von I_{B1} erzeugen eine Eingangsfehlspannung, die proportional zu $R1$ ist. Änderungen des Offsetstroms erzeugen zudem eine Ausgangsfehlspan-

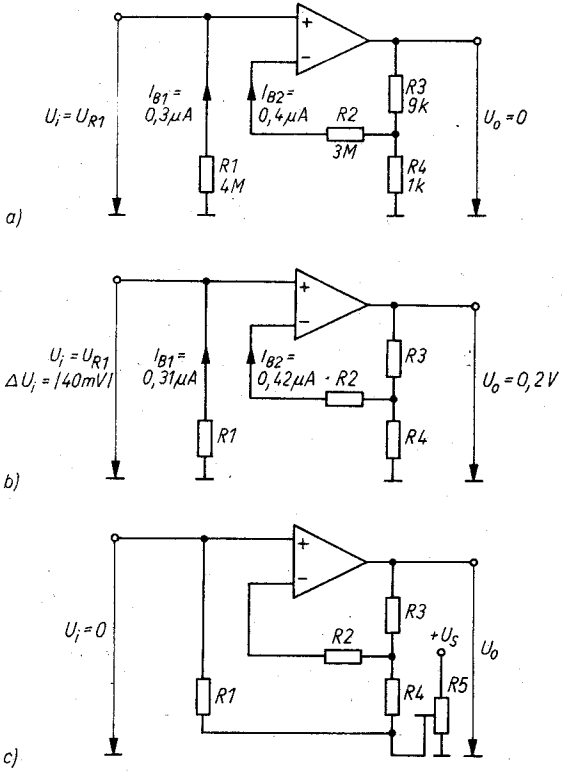


Bild 2.8 Nichtinvertierende Grundschaltung bei Auftreten einer Drift (a, b) und mit Möglichkeit zum Justieren der Eingangsleerlaufspannung (c)

nung. Bild 2.8b verdeutlicht das. I_{B1} ändert sich um 10 nA, I_{B2} um 20 nA ($\Delta I_{Offset} = 10\,nA$). Bei Bild 2.8a waren die Spannungen über $R1$ und $R2$ gleich:

$$U_{R1} = -I_{B1} R_1$$

$$U_{R1} = -0{,}3\,\mu A \cdot 4\,M\Omega = -1{,}2\,V, \tag{4}$$

$$U_{R2} = -I_{B2} R_2$$

$$U_{R2} = -0{,}4\,\mu A \cdot 3\,M\Omega = -1{,}2\,V. \tag{5}$$

Die Differenzeingangsspannung und die Ausgangsspannung waren folglich Null (U_{Offset} vernachlässigt).
Das negative Vorzeichen weist auf Masse bezogene Spannungen hin. In Bild 2.8b sind die Spannungen ungleich:

$$U_{R1} = -I_{B1} R_1$$

$$U_{R1} = -0{,}31\,\mu A \cdot 4\,M\Omega = -1{,}24\,V, \tag{6}$$

$$U_{R2} = -I_{B2} R_2$$

$$U_{R2} = -0{,}42\,\mu A \cdot 3\,M\Omega = -1{,}26\,V, \tag{7}$$

$$\Delta U_i = -\Delta I_{B1} R_1$$

$$\Delta U_i = -10\,nA \cdot 4\,M\Omega = -40\,mV. \tag{8}$$

Es würde daher eine Differenzeingangsspannung

$$\Delta U = U_{R1} - R_{R2} = (-1{,}24\,V) - (-1{,}26\,V) = 20\,mV \tag{9}$$

auftreten. Durch die Gegenkopplung regelt der OPV diese aus. Um am Eingang wieder Null zu erhalten, muß ΔU an $R4$ auftreten und U_o den Wert 0,2 V annehmen. Dies bedeutet: Die zwischen U_{R1} und U_{R2} bestehende Spannungsdifferenz erscheint um den durch die Gegenkopplung festgelegten Verstärkungsfaktor vergrößert am Ausgang:

$$\Delta U_o = \Delta U V'_U = \Delta U \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right), \tag{10}$$

$$\Delta U_o = 0{,}02\,V \cdot 10 = 0{,}2\,V.$$

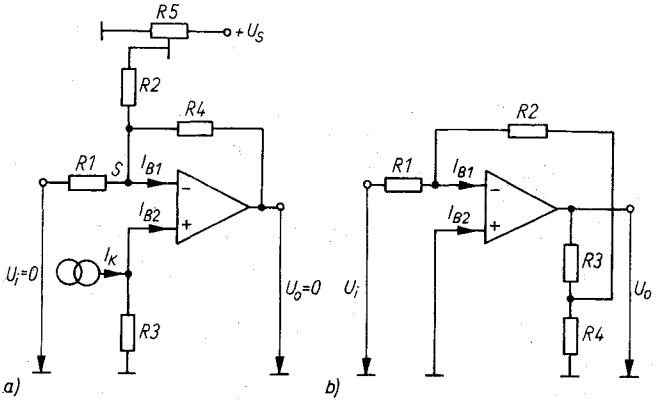


Bild 2.9 Invertierende Grundschaltung als Meßverstärker

Um die Eingangsleerlaufspannung auf Null zu bringen, muß innerhalb der Schaltung ein besonderes Potential geschaffen werden. In Bild 2.8c erfolgt das mit dem Potentiometer $R5$. Nachteilig ist dabei, daß dieses Potential bei Ansteuerung des OPV infolge des durch $R3$ und $R4$ in den unteren Teil von $R5$ fließenden Stroms verändert wird. Soll der entstehende Eingangsspannungsfehler gering bleiben, so sind $R3$ und $R4$ hochohmig gegen $R5$ zu machen.

Wie liegen nun die Verhältnisse beim invertierenden OPV? Bild 2.9a zeigt, wie er als Gleichspannungsmeßverstärker einsatzfähig gemacht werden kann. Damit die Eingangsleerlaufspannung Null wird, ist am Summationspunkt S Massepotential erforderlich. Mit I_K kann man die Spannung an $R3$ und damit an S beeinflussen. Wenn die Differenzeingangsspannung Null ist, muß auch die Spannung über $R3$ Null sein, d. h., die Stromquelle liefert den gesamten Eingangsruhestrom ($I_K = I_{B2}$). Ändert sich I_{B2} durch Temperatureinfluß, so fließt ΔI_{B2} durch $R3$ und erzeugt dort einen gewissen Spannungsabfall.

Da die Spannungen an S, U_i und U_o gleich Null sind, fließt durch die Gegenkopplungswiderstände kein Strom. I_{B2} muß also durch

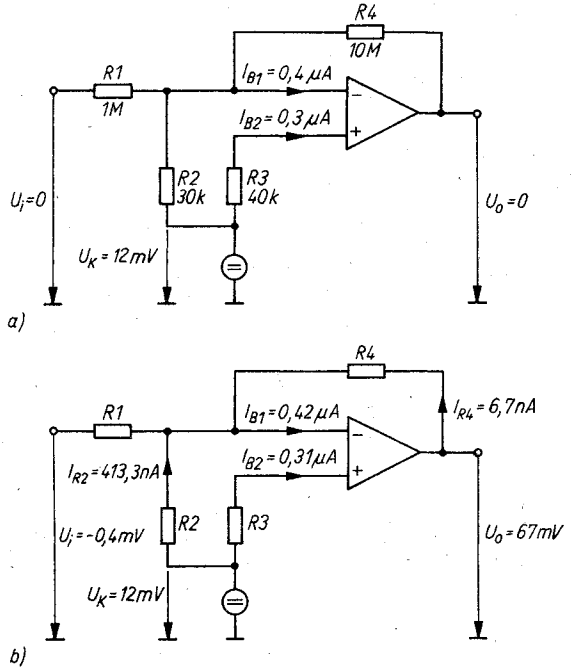


Bild 2.10 Invertierende Grundschaltung bei Auftreten einer Drift

$R2$ zugeführt werden. Man wählt R2 ≈ R3 (vgl. Abschnitt 2.1.4., Punkt 1).

Beide Methoden zur Zuführung der Basisruheströme können jeweils für I_{B1} oder I_{B2} angewendet werden, da sie im Prinzip gleiche Eigenschaften aufweisen.

Sollen hoher Eingangswiderstand und hohe Verstärkung gleichzeitig erreicht werden, wählt man bei herkömmlicher Beschaltung den Gegenkopplungswiderstand $R4$ sehr hochohmig. Für die Praxis ist das ungünstig. Bild 2.9b zeigt den Ausweg. Man spricht von potentiometrischer Beschaltung. Auf diese Weise kann z. B. $R1 = R2$ gewählt werden, so daß man bei schwacher

Gegenkopplung einen hohen Eingangswiderstand erreicht. Für die Spannungsverstärkung ergibt sich

$$V_U' = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_2} + 1 \right) \tag{11}$$

Anhand der in Bild 2.10 vorgegebenen praktischen Werte sollen nun die Auswirkungen der Offsetstromdrift untersucht werden. Beide Eingangsruheströme werden nach der in Bild 2.9 für I_{B1} gezeigten Methode zugeführt, wobei das Potentiometer durch eine Spannungsquelle ersetzt wurde. Es gilt für Bild 2.10a

$$U_K = - U_{R2} = - U_{R3}, \tag{12}$$

womit sich am Summationspunkt und an Ein- und Ausgang Null einstellt. In Bild 2.10b ist eine Drift des Offsetstroms aufgetreten. Die Eingangsspannung (Leerlauf) ändert sich zu:

$$\Delta U_i = - \Delta U_{R3} = \Delta I_{B2}\, R3, \tag{13}$$

$$- \Delta U_i = 10\,\text{nA} \cdot 40\,\text{k}\Omega = 0{,}4\,\text{mV}.$$

Da U_{R2} und U_{R3} gleich sein müssen, regelt der OPV durch einen Strom durch $R4$ die Spannung U_{R2} auf den Wert von U_{R3}. Es gilt:

$$\Delta U_o = I_{R4} R_4 - \Delta U_i \approx I_{R4} \cdot R_4 \tag{14}$$

$$I_{R4} = I_{B1} - I_{R2} \tag{15}$$

$$I_{R2} = \frac{- U_{R3}}{R_2} = \frac{I_{B2} R_3}{R_2} \tag{16}$$

Mit den Werten aus Bild 2.10b erhält man $\Delta U_o = 67\,\text{mV}$. Wird $R2$ gleich $R3$ gewählt, so gilt

$$\Delta U_o = \Delta I_{Offset} R_4 - \Delta U_i \approx \Delta I_{Offset} R_4. \tag{17}$$

Der Ausgangsspannungsfehler würde 100 mV betragen.
Durch potentiometrische Beschaltung läßt sich der Fehler nicht minimieren. Je kleiner $R2$ und $R3$, um so kleiner ist auch der Eingangsspannungs- und damit Ausgangsspannungsfehler. Jedoch können diese Widerstände nicht beliebig verringert werden. Erstens entsteht durch $R2$ eine Belastung des Differenzeingangs-

widerstands (Verstärkungsfehler), und zweitens sind $R2$ und $R3$ maßgeblich für die Verstärkung der Offsetspannungsdrift:

$$\Delta U_o = \Delta U_{Offset} \left(\frac{[R_1 + R_2] R_4}{R_1 \quad R_2} + 1 \right) \tag{18}$$

Je geringer hier also $R2$, um so größer der Fehler! Eine optimale Dimensionierung ist erreicht, wenn die Driften von I_{Offset} und U_{Offset} gleich große Auswirkungen am Ausgang zeigen. Ferner ist zu bedenken, daß $R1$ für Verstärkung und Eingangswiderstand von Bedeutung ist – man kann hier zwischen hoher Verstärkung und hohem Eingangswiderstand bei gleichem Driftfehler wählen. Beim Betreiben des OPV als Gleichspannungsverstärker in einfacher Schaltungstechnik ist also der invertierenden Grundschaltung der Vorzug zu geben. Sie ermöglicht bei ansonsten gleichen Eigenschaften gegenüber der nichtinvertierenden Grundschaltung geringere Driftfehler.

2.1.6. Ermittlung der Ruheströme und Offsetgrößen

Die Schaltungen des Bildes 2.11 zeigen, wie der Amateur einfach die ihn interessierenden Kennwerte feststellen kann. Die sich aus U_o und R nach dem Ohmschen Gesetz ergebenden Stromwerte stellen etwa die Basisruheströme in den Minus- bzw. Pluseingang dar (Bild 2.11a, b). R wählt man mit 1 bis 10 MΩ. Eingangsruhestrom und Offsetstrom können dann errechnet werden. Die Aus-

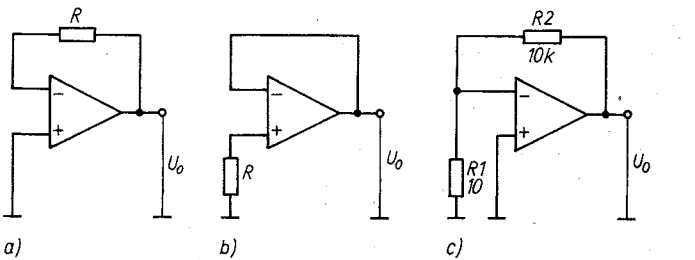


Bild 2.11 Bestimmung der Offsetgrößen

gangsspannung in Bild 2.11c entspricht dem tausendfachen Wert der Offsetspannung.

2.1.7. Stromversorgung

Die Drift der Offsetgrößen ist bei maximaler Betriebsspannung am geringsten. Da für den OPV-Meßverstärker zwei gegenpolige Spannungen benötigt werden, scheint Netzbetrieb sinnvoll.
Die Stabilisierung ist mit Z-Dioden einfach zu realisieren. Deren Temperaturkoeffizient von 10 bis 15 mV/K kann man mit in Reihe geschalteten Si-Dioden kompensieren.
Beim Abschalten sinkt die Spannung an den Ladeelektrolytkondensatoren nur langsam. Daher kommt es zu einer extremen Ausgangsspannungsänderung. Das Meßgerät muß daher immer geschützt werden, oder man schaltet nach den Ladeelektrolytkondensatoren ab.
Für netzgespeiste Meßgeräte gilt die TGL 14 283/07.

2.2. OPV als Meßverstärker für Wechselgrößen

Soll der OPV eine Wechselgröße verstärken, so sind hinsichtlich der Schaltungsauslegung und des konstruktiven Aufbaus völlig andere Gesichtspunkte zu beachten als bei der Verarbeitung von Gleichgrößen. So können die Auswirkungen der Offsetgrößen unberücksichtigt bleiben, da die Verstärkung für Gleichgrößen zu 1 gemacht und Ein- und Ausgang kapazitiv ausgelegt werden können. Die Schaltung läßt sich auch mit einer Betriebsspannung versorgen. Infolge der großen Gegenkopplung werden lineare Skalenverläufe erreicht.
Je empfindlicher die Schaltung ist, um so konsequenter müssen Maßnahmen gegen äußere Störungen durchgesetzt werden. Diese Maßnahmen betreffen die Schaltungstechnik und die konstruktive Ausführung des Meßgeräts.
Der nichtinvertierenden Grundschaltung ist der Vorzug zu geben.

Tabelle 2.2. Für Wechselspannungsanwendungen bedeutsame Daten

			A 109	B 109	μA 709 (TAA 521)	MAA 725
Großsignal-verstärkung	–	typ.	$31 \cdot 10^3$	$34 \cdot 10^3$	$40 \cdot 10^{-3}$	–
		min.	$15 \cdot 10^3$	–	–	$25 \cdot 10^4$
Transitfrequenz	MHz		1	1	1	
Frequenz-kompensation	–		extern	extern	extern	extern
Slew-Rate	V/μS		0,25	0,25	0,25	

[1]) Gilt für $C_K = 0$ (Betrieb in offener Schleife). Die Kompensationskapazität für $V_u = 1$ muß mindestens $C_K = 47\,pF$ sein. Bei diesem Wert sinkt die Slew-Rate auf typische Werte von 0,7 V/μs.

Ihre Vorteile:

1. Kein (rauschender) Widerstand in der Signalleitung zwischen Quelle und OPV-Eingang.
2. Hohe Eingangsimpedanz gewährleistet (erforderlichenfalls durch Bootstrap-Schaltung).
3. Das Gegenkopplungsnetzwerk liegt von vornherein an Masse.
4. Es können niederohmige Widerstände benutzt werden. (Je hochohmiger die Widerstände für die Gegenkopplung, um so stärker wird die Bandbreite von Streukapazität beeinflußt).

Tabelle 2.2. zeigt einige für Wechselspannungsanwendung interessante Daten.

2.2.1. Allgemeine Anforderungen

Sinngemäß gelten die gleichen Anforderungen wie bei Meßgeräten für Gleichspannung bzw. -strom. Hinzu kommt die Forderung, daß in Systemen, die mittel- oder unmittelbar an Netzerde liegen, auch Spannungen, welche nicht gegen Netzerde anliegen, gemessen werden können. Dies bedeutet: Die Eingänge des Meßgeräts müssen gegen Netzerde ausreichend hohe Impedanzen aufweisen. Weitere wichtige Forderungen sind die nach Gleichheit dieser Impedanzen und nach hoher Gleichtaktunterdrückung des Verstärkers.
Hierzu folgende Erläuterungen: Der Verstärker in Bild 2.12a

MAA 741	μA 741	K 140 UD 8	B 761	B 861	B 631	B 080 Dt	B 081 Dt
$15 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$	–	–	–	–	$20 \cdot 10^4$	$20 \cdot 10^4$
$5 \cdot 10^4$	–	$2 \cdot 10^4$	10^4	$5 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$
0,8	0,8	1	1,5	1,5	1,5	2,5	2,5
intern	intern	intern	extern	extern	extern	extern	intern
0,5	0,5	2	9[1])	9[1])	9[1])	13	13

erlaubt in Systemen mit Netzerde nur die Erfassung von Spannungen gegen diese, da ein Eingang selbst mit Netzerde verbunden ist. Mit den Verstärkern nach Bild 2.12b, c können hingegen echte Differenzmessungen durchgeführt werden.

Wie ist das Verhalten der Schaltungen hinsichtlich äußerer Störbeeinflussung? Die Vorstellung von der Erde als einem unendlich gut leitenden Medium, das überall das Potential Null aufweist, ist eine Illusion. In der Praxis treten zwischen zwei geerdeten Punkten immer Spannungen auf, die bis um mehrere Volt differieren können. Diese Störspannungen bestehen vor allem aus Komponenten der Netzfrequenz und ihrer Harmonischen sowie Induktionsspitzen. Die Schaltung nach Bild 2.12a sei an eine gestörte Quelle angeschlossen (Bild 2.13). Die Leitungswiderstände $R1$ und $R2$ seien gegenüber der Eingangsimpedanz des Verstärkers vernachlässigbar klein. Die Störspannung fällt damit an $R2$ ab und wird voll als Eingangsspannung des Verstärkers wirksam:

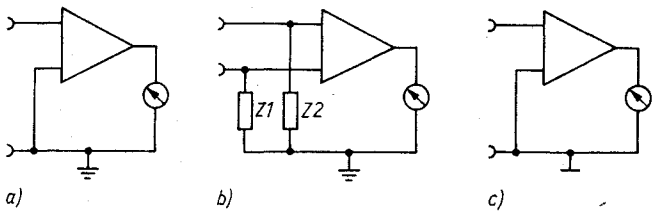


Bild 2.12 Drei Schaltungsprinzipien von Wechselspannungsmeßverstärkern

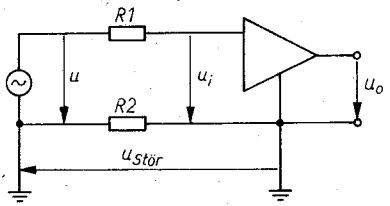


Bild 2.13
Störung eines einfachen Meßverstärkers

$$u_o = V\,u_i = V\,(u + u_{Stör}). \tag{19}$$

Bild 2.14 zeigt, wie sich die Schaltung nach Bild 2.12b an der gestörten Quelle verhält. Dabei sei $Z1 \gg R1$ und $Z2 \gg R2$. Mit den Ansätzen

$$u_{Z1} = \frac{R_1}{R_1 + Z_1}\,u_{Stör} \approx \frac{R_1}{Z_1}\,u_{Stör} \text{ und} \tag{20}$$

$$u_{Z2} = \frac{R_2}{R_2 + Z_2}\,u_{Stör} \approx \frac{R_2}{Z_2}\,u_{Stör} \tag{21}$$

erhält man die Eingangsspannung

$$u_i = u + \left(\frac{R_1}{Z_1} - \frac{R_2}{Z_2}\right) u_{Stör}. \tag{22}$$

Die Ausgangsspannung ist

$$u_o = V \cdot u_i + V_{Gl} \cdot u_{Stör} = V \cdot u + V \left(\frac{R_1}{Z_1} - \frac{R_2}{Z_2}\right) u_{Stör} + V_{Gl} \cdot u_{Stör}. \tag{23}$$

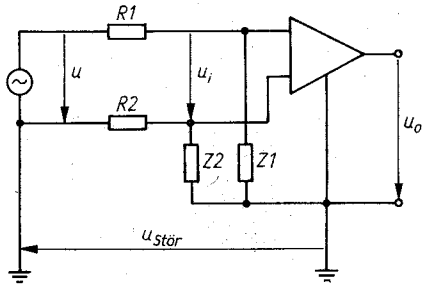


Bild 2.14
Störung eines Differenzverstärkers

Man sagt in diesem Fall: Die Gleichtaktstörspannung $u_{Stör}$ ist teilweise in eine Serientaktstörspannung umgewandelt worden. Diese wird gemäß obiger Gleichung mit der vollen Verstärkung auf den Ausgang übertragen. Sind beide Impedanzen sowie $R1$ und $R2$ gleich, kann keine Serientaktstörspannung entstehen (der Ausdruck in der Klammer wird Null). Dann gilt

$$u_o = V \cdot u + V_{Gl} \cdot u_{Stör}. \qquad (24)$$

Dieser Zustand läßt sich praktisch leider nicht erreichen, da z. B. der (variable) Innenwiderstand der Signalquelle in $R1$ inbegriffen ist. Kleinste Toleranzen wirken sich jedoch schon merklich aus. Man spart sich daher viel Ärger, wenn man das Meßgerät mit Batterien betreibt (Bild 2.12c). Dann wird die Impedanz gegen Netzerde vernachlässigt, und es können weder Serien- noch Gleichtaktstörungen auftreten. Es spielt in diesem Fall auch keine Rolle, wie hoch die Impedanzen der Eingänge gegen Masse sind und wie hoch die Gleichtaktverstärkung ist. Die aufgezeigten Störprobleme treten auch bei Gleichsignalverarbeitung auf, lassen sich dort aber einfacher eliminieren (Tiefpässe, integrierende Verfahren).

2.2.2. Eingangsimpedanz

Bei der Eingangsimpedanz des OPV handelt es sich bei dem im Datenblatt angegebenen Wert stets um den Differenzeingangswiderstand. Dieser fällt im allgemeinen oberhalb 100 kHz stark ab. Die Differenzeingangskapazität beträgt etwa 3 pF für bipolare und FET-Typen.

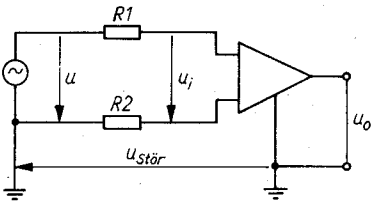


Bild 2.15
Störung eines Differenzverstärkers mit vernachlässigbarer Impedanz gegen Erde

Mit der nichtinvertierenden Grundschaltung kann man für niedrige Frequenzen genügend hohe Eingangswiderstände realisieren. Für hohe Frequenzen sinkt der Eingangswiderstand, da der Eingang der Schaltung eine Parallelkapazität aufweist, die neben der OPV-Eingangskapazität auch aus Leitungs- und Meßwandlerkapazitäten bestehen kann. Der theoretisch extrem hochohmige Eingangswiderstand wird durch das zum Zuführen des Eingangsruhestroms für den nichtinvertierenden Eingang erforderliche Bauelement gemindert. Daher kann man auch das Bootstrap-Prinzip anwenden, bei dem die Wirkung des betreffenden Widerstands auf die Signalspannung stark herabgesetzt wird.

2.2.3. Untere Grenzfrequenz

Bild 2.16 zeigt die Schaltelemente am Eingang eines Wechselspannungsverstärkers, der an eine Quelle geschaltet wurde. Zum ohmschen Anteil R kommen der Eingangskondensator C und die schon erwähnte Parallelkapazität C_p hinzu. Für niedrige Frequenzen kann diese vernachlässigt werden, so daß sich für die Eingangsimpedanz

$$Z = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + R^2} \tag{25}$$

ergibt. Bei einer bestimmten Frequenz fällt die Spannung an R auf den $1/\sqrt{2}$fachen Wert von u_i, d.h. auf 71 % oder um −3 dB. Diese Frequenz

$$f = 1/(2\pi RC) \tag{26}$$

heißt im allgemeinen untere Grenzfrequenz. In der Meßtechnik

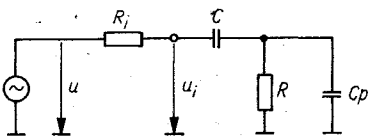


Bild 2.16
Ersatzschaltbild für den Eingang eines Wechselspannungsverstärkers

ist ein Abfall um −3 dB zu groß. Als untere Grenzfrequenz sollte man hier diejenige Frequenz ansehen, bei der die Spannung an R gegenüber u_i um soviel abgefallen ist, daß dies für den Meßfehler von Bedeutung ist (z. B. 0,5 bis 5 %).
Mit der folgenden Formel kann C für ein bestimmtes Verhältnis der Spannungen ermittelt werden:

$$C = \frac{1}{2\pi f R \sqrt{\left(\frac{u_i}{u_R}\right)^2 - 1}} \tag{27}$$

In vielen Fällen wird ein Abfall um 1 % von Interesse sein. Dazu vereinfacht sich die Gleichung zu

$$C = 1{,}14/(f \cdot R). \tag{28}$$

2.2.4. Obere Grenzfrequenz

Man unterscheidet beim OPV zwischen Kleinsignal- und Großsignal-Bandbreite, wobei der Unterschied durch verschiedene obere Grenzfrequenzen zustande kommt.

Kleinsignal – Bandbreite
Kleinsignalbetrieb liegt so lange vor, wie das (Sinus-) Ausgangssignal von der endlichen Anstiegsgeschwindigkeit der OPV-Ausgangsspannung (Slew-Rate) nicht beeinträchtigt wird. Es ist die Amplitudenkennlinie (Verstärkung mit oder ohne Gegenkopplung in Abhängigkeit von der Frequenz) maßgebend. Diese Kennlinie wird durch die Frequenzkorrekturglieder bestimmt. Arbeitet der OPV ohne Gegenkopplung, ist die −3-dB-Grenzfrequenz sehr gering. Wird gegengekoppelt, erhöht sie sich um den Betrag der Schleifenverstärkung; das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt bleibt konstant:

$$B' V'_{(\text{Phasenspielraum} - 90°)} = \text{const.} \tag{29}$$

Der *A 109* besitzt eine anpaßbare Frequenzkorrektur. Dazu sind die Frequenzkorrekturglieder so bemessen, daß sich für die

betreffende Verstärkung immer die gleiche obere Grenzfrequenz ergibt. Damit bleibt in diesem Fall auch bei unterschiedlichen Verstärkungswerten die Bandbreite etwa konstant, was natürlich von großem Vorteil ist. Der *A109* ist daher für Wechselspannungsanwendung prinzipiell anderen Typen vorzuziehen, da er die besten Voraussetzungen zum Erzielen einer hohen oberen Grenzfrequenz bietet. Diese beträgt theoretisch etwa 1 MHz. Für Meßgeräte wird ein so hoher Wert aus folgenden Gründen nicht erreicht:

1. Je hochohmiger das Gegenkopplungsnetzwerk ist, um so mehr wird es durch den Differenzeingangswiderstand des OPV belastet, dessen Wert bei hohen Frequenzen fällt und um so mehr wird die Bandbreite durch Streukapazitäten eingeschränkt.
2. Die Eingangskapazität bildet über R_i (siehe Bild 2.16) einen Tiefpaß, so daß hohe Frequenzen weniger verstärkt werden.
3. Für Meßgeräte ist ein Frequenzabfall um −3 dB zu groß. Die Amplitudenkennlinie verläuft tatsächlich nur in einem relativ begrenzten Bereich ausreichend linear.

Bei der nichtinvertierenden Schaltung fällt es nicht schwer, das Gegenkopplungsnetzwerk niederohmig auszulegen (Eliminierung von Punkt 1). Zu Punkt 2 ist zu sagen, daß die Wirkung der Eingangskapazität sowohl durch frequenzabhängige Mitkopplung als auch Gegenkopplung in gewissen Grenzen ausgeglichen werden kann [6]. Hinsichtlich des Punktes 3 betrachte man Bild 2.17. Es zeigt den normierten Amplitudengang mit Gegenkopplung als Funktion der Frequenz mit dem Phasenspielraum als Parameter. Aus der Darstellung geht hervor, daß zu jedem Phasenspielraum ein bestimmter Verlauf bis zur −3-dB-Grenzfrequenz gehört und danach ein bestimmter Verstärkungsabfall pro Dekade. Nur bis etwa $0{,}1 f_o$ ist die Verstärkung praktisch linear und unabhängig vom Phasenspielraum.

Die Amplitudenkennlinie für −90° Phasenspielraum deckt sich mit der eines *RC*-Tiefpasses. Wenn man hier gegenüber dem statischen Zustand einen Verstärkungsabfall von ΔV zulassen will, kann man zur Berechnung der höchsten Frequenz folgende Formel anwenden:

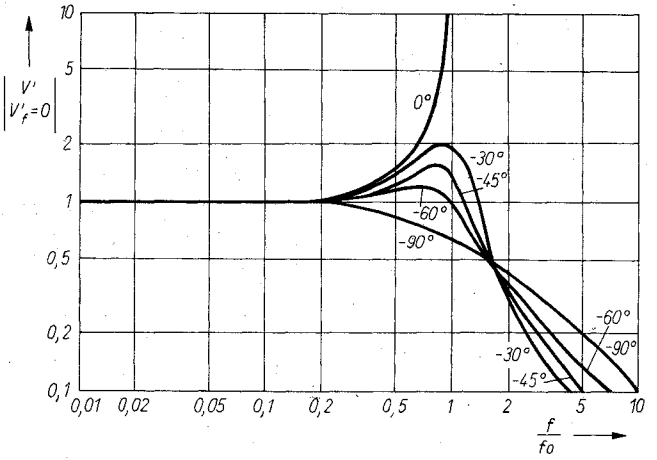


Bild 2.17 Normierter Amplitudengang eines OPV mit dem Phasenspielraum als Parameter [1]

$$f_{max} = \sqrt{\frac{-2\Delta V f_o^2}{\left(\frac{V'}{V'_{f=0}}\right)^2}} \tag{30}$$

ΔV ist die höchstzulässige Amplitudenabweichung (z. B. $-0{,}01 \triangleq 1\,\%$), f_o die -3-dB-Grenzfrequenz im nicht gegengekoppelten Zustand (beträgt meist nur wenige Hz).

Je geringer der Phasenspielraum, um so deutlicher zeigt sich kurz vor Erreichen der Grenzfrequenz ein ausgeprägtes Verstärkungsmaximum, das als Folge der mit zunehmender Frequenz kleiner werdenden Werte des Phasenspielraums entsteht. Dieser Bereich vor der -3-dB-Grenzfrequenz ist für Meßgeräte nicht nutzbar.

Optimale Linearität (d. h. große Bandbreite und geringe Überhöhung) liegt bei $-60°$ Phasenspielraum vor. Der *A 109* ist für $-45°$ Phasenspielraum kompensiert.

Großsignal – Bandbreite
Durch die Frequenzkorrektur ist die Slew-Rate auf einen verhältnismäßig niedrigen Maximalwert begrenzt. Daher ergeben sich bei schnellen Spannungsänderungen Verzerrungen, die den Wert der Spannung verfälschen. Für eine gegebene Slew-Rate und die Amplitude einer Sinusschwingung kann die maximale Frequenz, bei der noch keine Anstiegsverzerrungen auftreten, errechnet werden zu

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi\hat{u}} . \qquad (31)$$

Die Großsignal-Bandbreite reicht bis zu der Frequenz, bei der der OPV die maximal mögliche Ausgangsspannung noch ohne Verzerrung abgibt. Wird die Frequenz weiter erhöht, so wird aus der Sinus- sehr schnell eine Trapez- und später eine Dreieckspannung.
Die Slew-Rate für den *A 109* beträgt bei Frequenzkompensation für 0 dB 0,25 V/µs, für 20 dB 2 V/µs und für 40 dB 12 V/µs.

2.2.5. Was messen?

Eine Gleichspannung wird durch Betrag und Richtung eindeutig beschrieben, was die Messung vereinfacht. Das Ergebnis der Messung ist eindeutig und läßt keine Fragen offen.
Eine Wechselspannung besteht aus unendlich vielen Augenblickswerten, die einer periodischen Funktion der Zeit gehorchen. Die Beschreibung kann durch eine Funktionsgleichung erfolgen. Soll eine unbekannte Wechselspannung eindeutig bestimmt werden, so müssen alle Augenblickswerte (mindestens einer Periode) über der Zeit abgetragen werden. Dazu dient das Oszilloskop. Ist aber die Funktionsgleichung bekannt, so kann durch Messung bestimmter charakteristischer und eindeutig definierter Werte eine Aussage über die Wechselspannung getroffen werden. In Bild 2.18 sind dies für das Beispiel einer Sinusspannung:
1. Der Scheitel- oder Spitzenwert $\hat{u}$
Der höchste vorkommende Augenblickswert (Maximum), wird

auch Amplitude genannt. Mit 2 multipliziert ergibt sich der Spitze-Spitze-Wert u_{ss}.

2. Der quadratische Mittelwert oder Effektivwert u_{eff}

Der Effektivwert der Spannung gibt die Gleichgröße an, die an einem Widerstand (in Verbindung mit einem Strom) die gleiche Leistung erzeugt wie die betrachtete Wechselgröße. Es gilt

$$u_{eff} = \hat{u}/\sqrt{2}. \tag{32}$$

3. Der arithmetische oder lineare Mittelwert $\bar{u}$

Ist die Wechselgröße ein Strom, dann beschreibt sein arithmetischer Mittelwert einen Gleichstrom, der die gleiche Ladungsmenge durch einen Leiterquerschnitt transportiert wie die betrachtete Wechselgröße. Es gilt

$$\bar{u} = 2\,\hat{u}/\pi = 0{,}637\,\hat{u}. \tag{33}$$

Das trifft aber nur auf die gleichgerichteten Halbwellen in Bild 2.18b zu; bei der reinen Wechselspannung ist $\bar{u}$ Null, da positive und negative Halbwelle gleiche Flächen einnehmen.

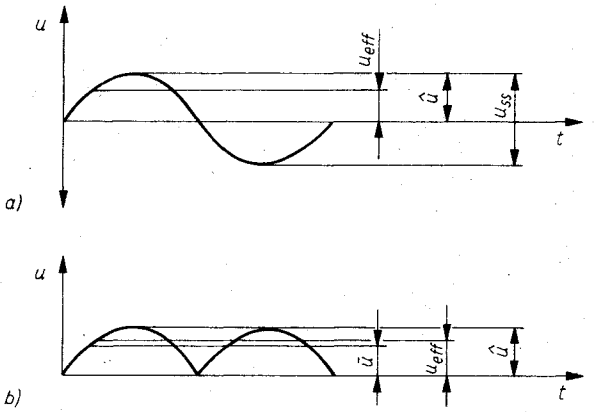


Bild 2.18 Besondere Werte an einer reinen (a) und einer gleichgerichteten (b) Sinusspannung

Im allgemeinen ist die Skale eines Wechselspannungsmessers in Effektivwerten für Sinusspannung geeicht. Für andere Kurvenformen kann es zu erheblichen Abweichungen kommen. Bei Rechteckspannung würde das Gerät 11% zu viel und bei Dreieckspannung 4% zu wenig anzeigen. Bei kurzen Impulsen tritt ein besonders hoher Fehler auf. Der Effektivwert läßt sich nur ganau messen, wenn tatsächlich die enthaltene Leistung zur Anzeige benutzt wird. Über die Möglichkeit verfügen einfache Schaltungen nicht.
Den arithmetischen Mittelwert einer beliebigen Wechselgröße oder ihrer gleichgerichteten Halbwellen kann man jedoch ermitteln, indem man diese Größe durch ein Drehspulenmeßwerk (ohne Parallelkondensator) zur Anzeige bringt. Dieses Meßwerk wirkt ab etwa 30 Hz integrierend und zeigt daher immer den arithmetischem Mittelwert an. Durch Umstellung der eingangs genannten Beziehungen kann man daraus für eine gleichgerichtete Sinusspannung den Effektivwert

$$u_{\text{eff}} = 1{,}11\,\bar{u} \tag{34}$$

und den Scheitelwert

$$\hat{u} = 1{,}57\,\bar{u} \tag{35}$$

erhalten.

2.2.6. Stromversorgung

Arbeitet der OPV als Wechselspannungsverstärker, kann durch Stromversorgung vom Netz eine Störeinwirkung entstehen. Man ist daher gut beraten, möglichst Batterien zu verwenden.
Günstig ist die Verwendung nur einer, nicht zu hohen Spannung. Offsetprobleme spielen kaum eine Rolle, jedoch muß bei geringer Speisespannung ein Absinken von Eingangswiderstand, Leerlaufverstärkung und Aussteuerbarkeit in Kauf genommen werden.

3. Gleichrichterschaltungen mit OPV

Zum Messen von Wechselspannungen ist eine Gleichrichtung erforderlich. Es gibt verschiedene herkömmliche Methoden. Die einfachste finden wir im Vielfachmesser: Gleichrichten-anzeigen. Mit elektronischen Verstärkern gibt es zwei Wege: Verstärken – gleichrichten – anzeigen oder gleichrichten – verstärken – anzeigen. Alle Varianten haben Nachteile, die sich aus der nichtlinearen Kennlinie der Diode(n) ergeben sowie aus der Tatsache, daß ein zu großer Anteil der gleichzurichtenden Spannung als Flußspannung aufgebracht werden muß.
Nimmt man den OPV zu Hilfe, kann man eine lineare Übertragung auch für kleine Spannungen realisieren. Dabei wird die Diodenschwellspannung durch Einbeziehung der Diode in die Gegenkopplung praktisch eliminiert. Solche Schaltungen nennt man Präzisionsgleichrichter. Bei der Dimensionierung müssen sowohl die Hinweise zur Minimierung des durch Drift verursachten Ausgangsfehlers (der Eingang ist meist kapazitiv) aus Abschnitt 2.1. als auch jene aus Abschnitt 2.2. berücksichtigt werden.

3.1. Allgemeine Anforderungen

Von einer Gleichrichterschaltung für Meßgeräte erwartet man das Abschneiden (Einweggleichrichtung) oder Umklappen (Zweiweggleichrichtung) einer Halbwelle der Signalspannung, so daß am Ausgang eine pulsierende Gleichspannung vorliegt. In besonderen Fällen wird auch eine Glättung gewünscht, so daß am Ausgang eine Gleichspannung erscheint. In jedem Fall ist wichtig, daß der Nullpunkt am Ausgang stabil und das Übertragungsverhalten von Signalform, Frequenz und Amplitude unabhängig bleibt. Die letzte Forderung kann durch die konventionelle Gleichrichtung mit Halbleiterdiode nur schlecht erfüllt werden.

3.2. Nichtinvertierender Einweg-Präzisionsgleichrichter

Das Grundprinzip zeigt Bild 3.1a. Solange u_i positiv ist, steuert der OPV aus und u_i liegt auch an R. Die Differenzeingangssteuerung ist minimal; durch VD fließt ein (positiver) Strom. Die OPV-Ausgangsspannung ist um die Flußspannung der Diode höher als u_i.
Wird u_i aber negativ, geht der OPV-Ausgang in die negative Begrenzung. VD sperrt jetzt. Daher kann kein Strom durch R fließen, die Spannung an R wird Null. Die gesamte Eingangsspannung tritt zwangsläufig als Differenzeingangsspannung des übersteuerten OPV auf.
Diese Schaltung überträgt nur die positive Halbwelle und schneidet die negative ab. Wünscht man die negative Halbwelle, wird VD umgepolt.

3.3. Invertierender Einweg-Präzisionsgleichrichter

Diese Schaltung (Bild 3.1b) läßt sich in Anlehnung an die invertierende Grundschaltung konzipieren. Ist u_i positiv, wird der OPV-Ausgang so weit negativ, daß der Strom durch beide Widerstände gleich ist. Der Minuseingang (Summationspunkt) ist dann virtuelle Masse. VD1 leitet, VD2 sperrt.

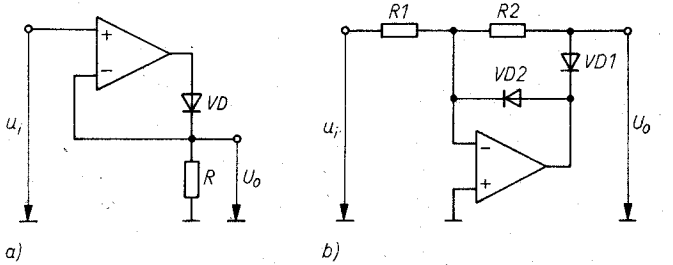


Bild 3.1 Nichtinvertierender (a) und invertierender (b) Einweg-Präzisionsgleichrichter

Es gilt

$$U_o = -(R_1/R_2)\, u_i. \tag{36}$$

Wird u_i negativ, sperrt VD1 und durch R2 kann kein Strom fließen. Damit nimmt U_o den Wert Null an. Der Eingangsstrom fließt durch $R1$ und VD2 zum OPV-Ausgang. Polt man die Dioden um, so lassen sich auch hier die Verhältnisse entsprechend umkehren.

3.4. Vollweg-Präzisionsgleichrichter

Diese Schaltung (Bild 3.2) enthält den invertierenden Einweg-Präzisionsgleichrichter und einen Summierer. Dessen unterschiedlich gewichtete Eingänge liegen an der Eingangsspannung und am Gleichrichterausgang.
Ist u_i positiv, wird die Gleichrichterausgangsspannung und damit die Steuerspannung für den unteren Eingang des Summierers zu $-u_i$ (vergleiche 3.3.). Der Summierer liefert dann die Spannung

$$U_o = -(u_i + 2\,(-u_i)) = u_i. \tag{37}$$

Ist u_i negativ, erhält der untere Eingang des Summierers keine Spannung, da der Gleichrichter auch keine liefert.

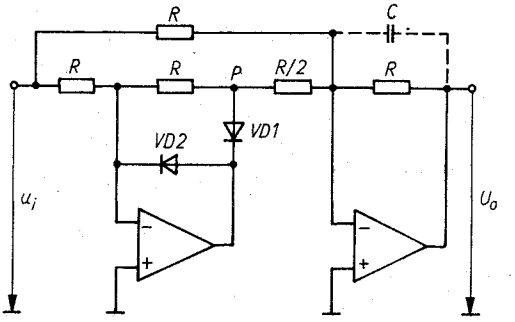


Bild 3.2 Vollweg-Präzisionsgleichrichter

In dem Fall gilt dann

$$U_o = -u_i. \tag{38}$$

Daraus folgt: Es ergeben sowohl die positiven als auch die negativen Augenblickswerte der Eingangsspannung positive Ausgangsspannungswerte. Mit umgepolten Dioden werden die Ausgangsspannungswerte negativ. Durch C wird U_o mehr oder weniger geglättet. Soll U_o eine Gleichspannung sein, muß die Zeitkonstante $C \cdot R$ ein Vielfaches der Periodendauer von u_i betragen.

3.5. Instrumenten-Präzisionsgleichrichter

Die Schaltung nach Bild 3.3 ermöglicht es, mit einem Drehspulamperemeter kleine Wechselspannungen genau zu messen. Die Funktion ist einfach zu verstehen, wenn man verschiedene Eigenschaften des OPV als ideal ansieht. Es läßt sich feststellen: Erstens ist die an R anstehende Spannung gleich der Eingangsspannung u_i, da zwischen den OPV-Eingängen keine Spannung auftritt. Zweitens fließt der Ausgangsstrom i_o auch durch R, da der Minuseingang keinen Strom aufnimmt.
Hieraus folgt

$$i_o = u_i/R. \tag{39}$$

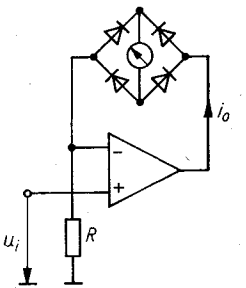


Bild 3.3
Instrumenten-Präzisionsgleichrichter

Durch die Gleichrichtung entsteht ein pulsierender Gleichstrom

$$I = |u_i| / R, \tag{40}$$

von dem ein Drehspulenmeßinstrument den arithmetischen Mittelwert anzeigt.
Effektivwertanzeige für sinusförmige Spannungen erreicht man durch Verstärkungsänderung (durch R, Faktor 1,11).

4. Vorverstärker für Vielfachmessung bzw. Oszilloskop

Die im folgenden beschriebenen elektronischen Verstärker sind in erster Linie dazu gedacht, dem Multizet, Vielfachmesser oder Oszilloskop vorgeschaltet zu wenden. Betrachtet man die Skale eines Vielfachmessers, so fallen zwei Nachteile auf:
Der Innenwiderstand im Gleichspannungsbereich ist nicht besonders hoch, so daß bei Messungen an hochohmigen Objekten ein Meßfehler auftritt. Die Empfindlichkeit im Wechselspannungsbereich ist bei nichtlinearem Skalenverlauf zu niedrig, so daß kleinere Pegel nicht genau erfaßt werden können. Zudem ist auch im Wechselspannungsbereich der Innenwiderstand oft zu gering. Auf die Beseitigung dieser Nachteile zielen die hier gemachten Schaltungsvorschläge.

4.1. Hochohmiger Vorverstärker für Gleichspannung

Gleichspannungsverstärker mit sehr hochohmigem Eingang und geringer Verstärkung lassen sich vorteilhaft mit BiFET-OPV aufbauen. Die BiFET-Technologie ermöglicht die Integration von FET und bipolaren Transistoren auf einem Chip.
Die Eingangsruheströme solcher OPV betragen weniger als ein Tausendstel des Wertes von Typen mit bipolarer Eingangsstufe. Daher können auch die an sehr hochohmigen Widerständen auftretenden Spannungsabfälle vernachlässigt werden. Die Drift der Offsetspannung ist relativ hoch, so daß die Signalspannung im Interesse eines geringen Fehlers nicht zu niedrig sein sollte.
Die Einzeloperationsverstärker der *80*er Reihe haben interne Offsetkompensation. In [8] wurde nachgewiesen, daß sich dabei in der Gruppe «p» ($U_{\text{Offset}} \leq 3\,\text{mV}$) der typische Wert des Temperaturkoeffizienten verdoppelt, beim Grundtyp sogar auf den fünffachen Wert ansteigt. Da die Kompensation durch Beeinflussung des Sourcestromes erfolgt, ist hier eine Minimierung der

Drift bei gleichzeitiger Nullierung der Offsetspannung selbst nicht möglich, sondern die Drift vergrößert sich noch!
In der vorliegenden Schaltung (Bild 4.1) wurde dennoch interne Kompensation angewendet, da sich damit gleichzeitig die Eingangsleerlaufspannung zu Null machen läßt und der Ausgangsspannungsfehler bei 10K Abweichung von der Bezugstemperatur 1,5mV nicht überschreitet. Dieser Fehler beträgt bei 100mV Eingangsspannung 1,5% und wird zu etwa gleichen Teilen durch Strom- und Spannungsoffsetdrift verursacht.

Technische Daten

Verstärkung	1–0,3–0,1 umschaltbar
Ausgangsspannung	min. ± 10V
Eingangsspannung	max. ± 100V
Eingangswiderstand	10MΩ
Eingang	überlastungssicher
Ausgang	kurzschlußfest
Nullpunkt-TK	max. ± 150μV/K

Einige Schaltungseinzelheiten: *C*5 bildet mit *R*1 einen 2,3-Hz-Tiefpaß. Dieser ist bei hohem Eingangswiderstand von Vorteil, da sonst induktiv oder kapazitiv eingekoppelte Brummspannungen stören würden. Das Verhalten im Zeitbereich wird dadurch kaum beeinträchtigt: Nach 0,5s ist die Ausgangsspannung auf 99,9% angestiegen. Die Gegenkopplung ist mit einem Potentiometer ausgeführt. Das erlaubt geringe Widerstandswerte. *R*16 und *R*17 stellen eine Vorlast für den Ausgang dar. Mit S2 können drei Dämpfungswerte eingestellt werden. Beim Ausschalten wird das Meßinstrument mit abgetrennt und somit geschützt.
Die maximale Verlustleistung am Schaltkreis beträgt 500mW (Ausgangskurzschluß). Da die Verlustleistung des OPV 680mW betragen darf, ist er nicht gefährdet.
Die Leiterplatte zeigen Bild 4.2 und Bild 4.3. Neben dem *B080* kann der *B081* benutzt werden. Die Gruppen «m» und «p» gewährleisten geringste Nullpunktfehler. Der OPV kann ein 8poliges DIL-Gehäuse oder ein 14poliges DIL-Gehäuse (Klammerwerte in Bild 4.1) haben. *R*1 liegt freitragend zwischen Eingangsbuchse und Leiterplatte.

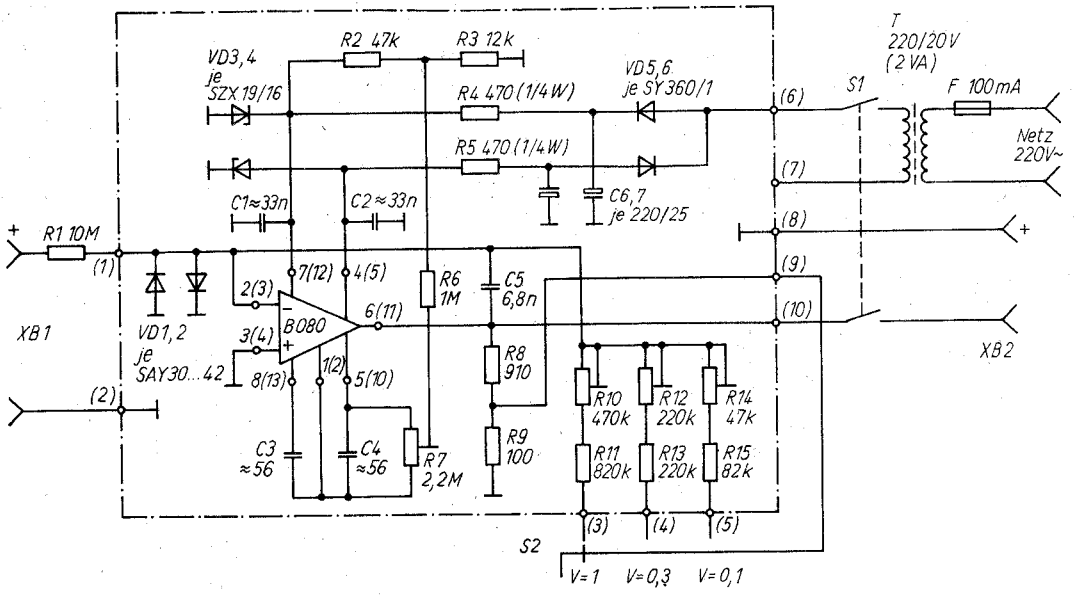


Bild 4.1 Hochohmadapter für Vielfachmesser

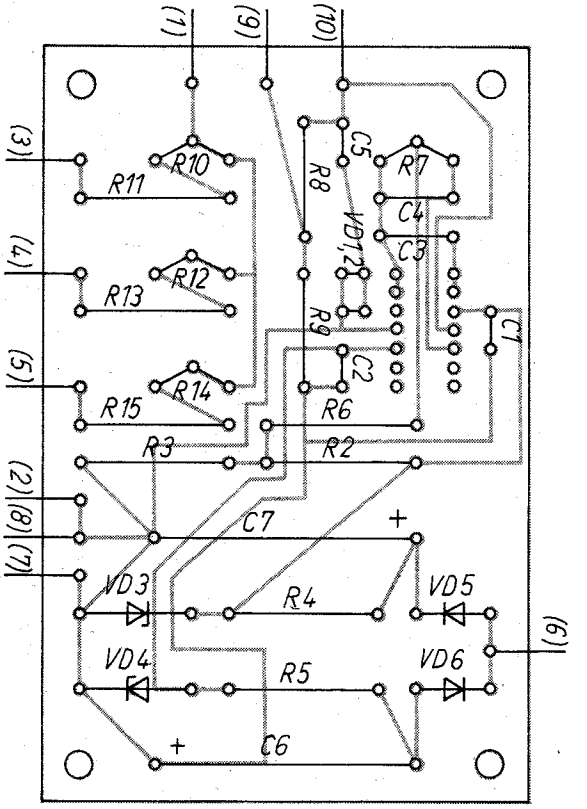


Bild 4.2 Bestückungsplan einer Leiterplatte nach Bild 4.1

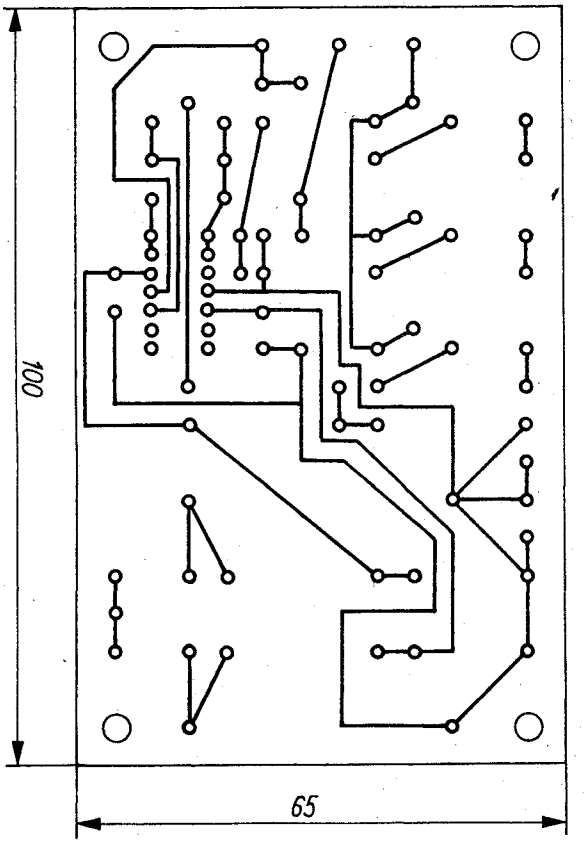


Bild 4.3 Leitungsführung zu Bild 4.2

Mit $R3$ wird bei kurzgeschlossenem Eingang die Ausgangsspannung auf Null justiert. Mit $R8$, $R10$ und $R12$ wird die Dämpfung mit einer definierten Spannung eingestellt. Mit dieser Schaltung werden durch Verkleinern von $R7$ auch Verstärkungswerte eingestellt, wobei der Nullpunktfehler bis 40 dB akzeptabel bleibt.

4.2. Empfindlicher Gleichspannungsverstärker

Sind die zu verstärkenden Signale sehr klein und ist die geforderte Verstärkung dementsprechend hoch, ergeben sich besonders harte Anforderungen an den OPV. Die Drift der Offsetspannung sollte minimal sein, da eine entsprechende Kompensationsschaltung relativ kompliziert aufzubauen und abzugleichen ist. Weiterhin muß auch bei niederohmigem Eingangswiderstand die Auswirkung der Stromdrift minimal sein. Mit dem Präzisionsverstärker *MAA 725* läßt sich durch interne Kompensation die Offsetspannungsdrift auf 0,6 μV/K minimieren.
Die Drift von Offset- und Eingangsruhestrom ist jedoch bei der großen Verstärkung von hier 60 dB nicht akzeptabel. Deshalb wurde auf den *B080* (*B081*) zurückgegriffen. Die absolute Stromdrift ist so minimal, daß auch die nichtinvertierende Grundschaltung verwendet werden kann (Bild 4.4). In dieser Schaltung läßt sich die Offsetspannung nach [8] extern kompensieren.

Technische Daten:

Verstärkung	$\approx 1000 - \approx 100$ umschaltbar
Ausgangsspannung	min. ± 13 V
Eingang	überlastungssicher
Ausgang	kurzschlußfest
Eingangswiderstand	$= R1$ (10 bis 100 kΩ)
Nullpunkt-TK	max. ± 30 mV/K (60 dB)
	max. ± 3 mV/K (40 dB)

Die Tatsache, daß vor allem die Arbeitsgemeinschaften «Elektronik» an den POS und EOS am Nachbau interessiert sein werden, hat für den Aufbau Konsequenzen: Die Stromversorgung basiert (übliche Spannungsverdopplerschaltung für positive und negative Spannungen) auf einem Klingeltrafo, der im schutzisolierten Gehäuse verbleibt. Daher kann die Schaltung von jedermann aufgebaut werden, ohne gegen die Schutzbestimmungen zu verstoßen. Der Aufbau erfolgt auf zwei Leiterplatten unterschiedlichen Schwierigkeitsgrades, so daß den individuellen Fähigkeiten der Schüler entsprochen wird.

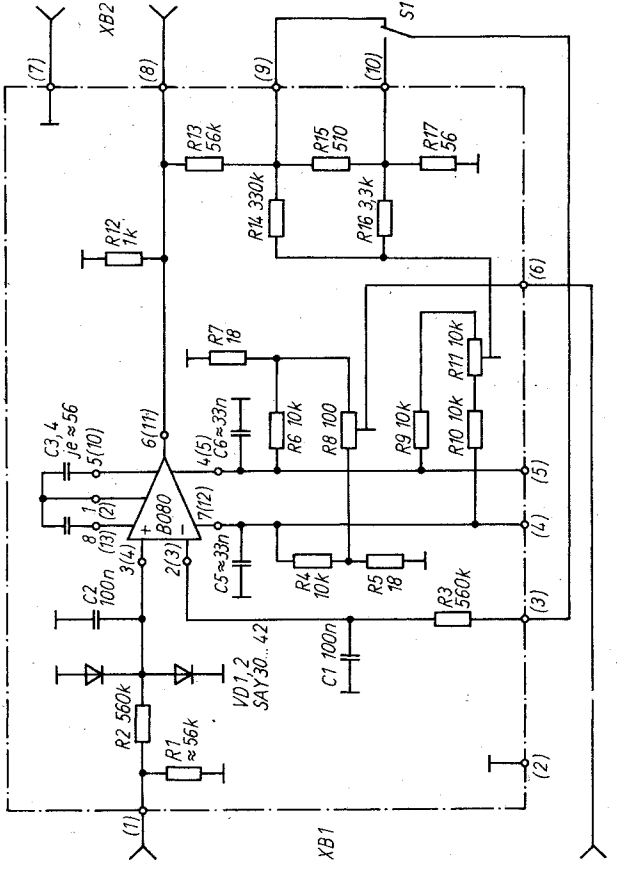


Bild 4.4 Empfindlicher Gleichspannungsverstärker

Den OPV-Eingängen sind 3-Hz-Tiefpässe vorgeschaltet. S1 schaltet die Verstärkung um. Mit $R11$ wird die Ausgangsspannung und mit $R8$ die Eingangsleerlaufspannung zu Null gemacht. Letztere ist dann Null, wenn sich die Ausgangsspannung bei Kurzschluß und Leerlauf des Eingangs nicht ändert.

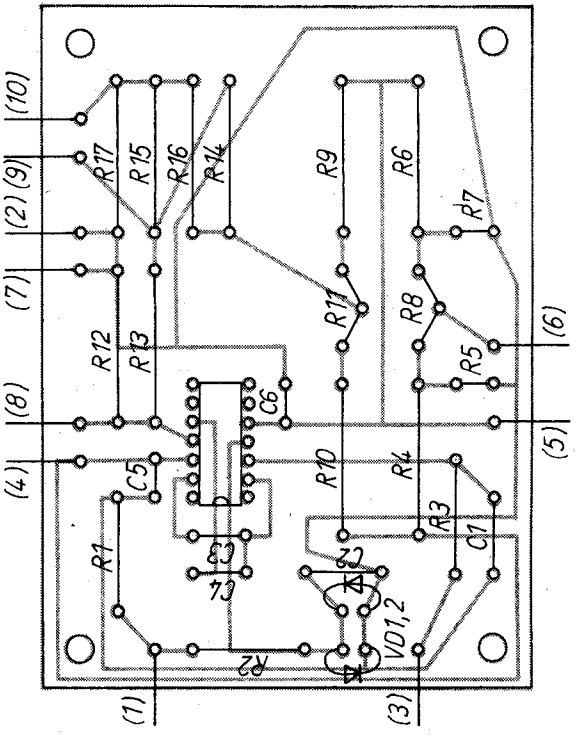


Bild 4.5 Bestückungsplan für Bild 4.4

Das Gerät ist für den Einsatz im Physikunterricht vorgesehen. Auf eine genau bekannte Verstärkung kommt es dabei nicht an. Soll die Verstärkung exakt einstellbar sein, können $R15$ bzw. $R17$ etwa zehnmal größere Schichtdrehwiderstände parallelgeschaltet werden. $R13$ ist dann 47 kΩ. Zum Schutz des Meßinstruments

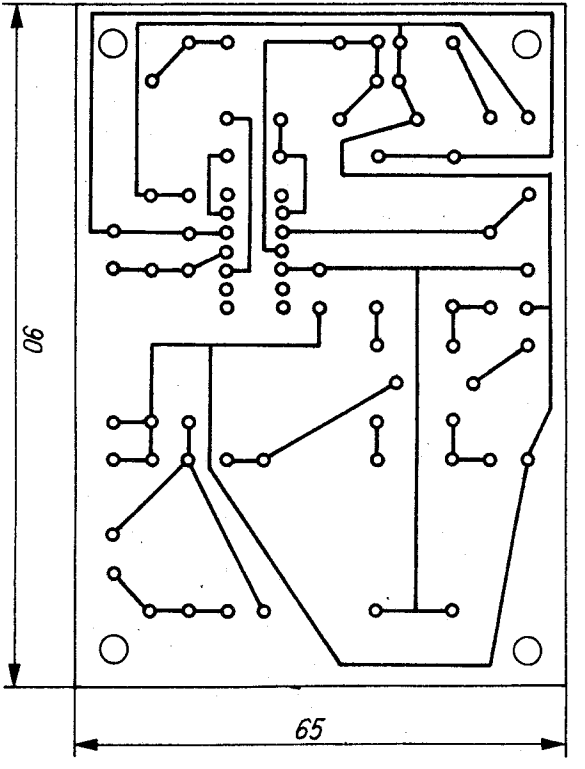


Bild 4.6 Leitungsführung für Bild 4.5

empfiehlt sich die Abschaltung nach Bild 4.1. Der Nullpunkt-TK kommt zum einen durch die typische Offsetspannungsdrift von 10μV/K, zum anderen durch die etwa gleichgroße Drift der Eingangsleerlaufspannung zustande. Letzterer Anteil kann minimiert werden, wenn mit den Z-Dioden im Netzteil je drei Si-Dioden in Reihe geschaltet werden.

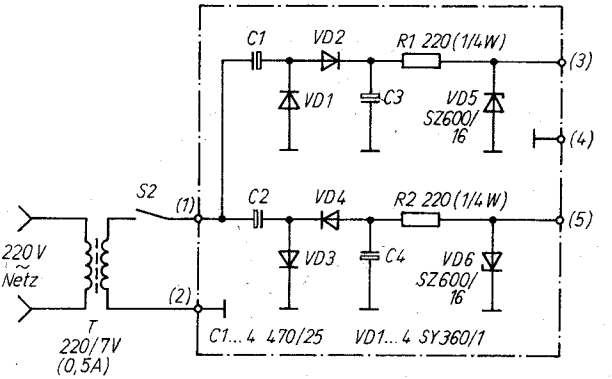


Bild 4.7 Netzteil für den Spannungsverstärker

Der Aufbau des Geräts ist einfach. Die Leiterplatten können übereinander angeordnet werden. Sind die Leitungen zum Eingang und zu S1 lang, empfiehlt es sich, abgeschirmtes Kabel zu verwenden. Der Meßverstärker kann für verschiedene Experimente zur elektromagnetischen Induktion oder zum Nachweis von Thermospannungen benutzt werden und trägt wesentlich dazu bei, die Anschaulichkeit im Unterricht zu erhöhen.

4.3. Wechselspannungsmeßverstärker

Für einen Wechselspannungsmeßverstärker wird eine hohe Verstärkung, verbunden mit hoher oberer Grenzfrequenz, gewünscht. Der *A109* ist auf Grund angepaßter Frequenzkompensation für diese Aufgabe geeignet. Seine obere 3-dB-Grenzfrequenz beträgt theoretisch etwa 1 MHz. Bei den Typen mit einfacher Frequenzkompensation (*B761* usw.) lassen sich bei 40 dB Verstärkung nur 100 kHz erreichen. OPV mit interner Frequenzkompensation (Typ *741*) sind für solche Zwecke gänzlich ungeeignet.

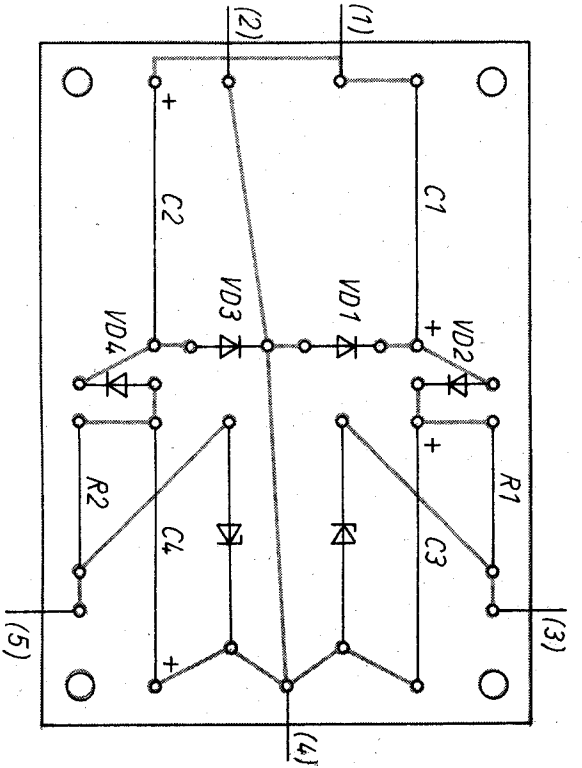


Bild 4.8 Bestückungsplan für Bild 4.7

Mit der hier beschriebenen Schaltung können kleine Signalspannungen, wie z. B. Mikrofon- oder Tonabnehmerausgangsspannungen exakt bestimmt werden. Dabei kann mit einem Vielfachmesser genau gemessen werden. Oft arbeiten sie weit über den angegebenen Frequenzbereich hinaus einwandfrei (z. B. *UNI7* bis ≈ 50 kHz, sowjetisches *Z 4313* bis ≈ 200 kHz).

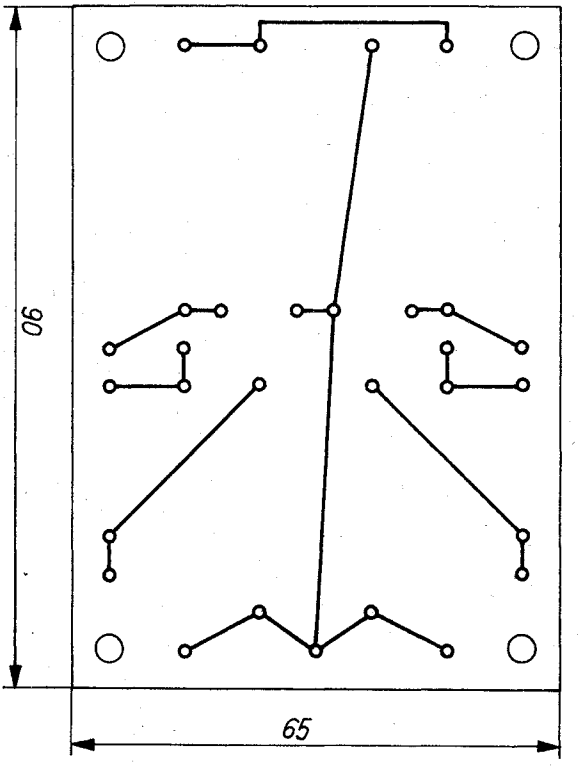


Bild 4.9 Leitungsführung für Bild 4.8

Technische Daten:

Betriebsspannung	9 bis 24 V
Ruhestromaufnahme	etwa 1 mA ($U_s = 9$ V)
Verstärkung	20 dB/40 dB
Eingangswiderstand	1 MΩ ‖ 10 pF (20 dB)
	100 kΩ ‖ 100 pF (40 dB)
Frequenzbereich	10 Hz bis 100 kHz
Linearitätsfehler	max. ± 5 % (40 dB)/
	max. ± 10 % (20 dB)
Obere −3-dB-Grenzfrequenz	etwa 400 kHz

Die Schaltung (Bild 4.10) bietet an sich keine Besonderheiten. VD1 und VD2 wurden zur Begrenzung der Differenzeingangsspannung vorgesehen, die in der Einschaltphase erforderlich sein kann. Mit $R7$ wird am OPV-Ausgang die halbe Betriebsspannung eingestellt. Die Einstellung auf 40 dB (Eingang XB1) erfolgt mit $R4$ bei definierter Eingangsspannung. Mit $R1$ wird danach mit einer 100-Hz-Spannung an XB2 auf 20 dB justiert. Mit dem Trimmer $C1$ erfolgt dann die Linearisierung des Frequenzgangs bis 100 kHz durch Frequenzerhöhung der Eingangsspannung. Diese Einstellung ist relativ «spitz» (Abgleichstift verwenden). Die maximale Eingangsspannung beträgt für XB1 (40 dB)

$$u_{\text{eff}} = \frac{8\,U_s}{2\sqrt{2}} \cdot 10^{-3} \approx 2{,}8\,U_s \cdot 10^{-3}$$

und für XB2 (20 dB)

$$u_{\text{eff}} = \frac{80\,U_s}{2\sqrt{2}} \cdot 10^{-3} \approx 28\,U_s \cdot 10^{-3}.$$

Die Bilder 4.11 und 4.12 zeigen die Leiterplatte des Funktionsmusters. Die Überhöhung vor dem Frequenzabfall ist mit 5 % gering. Versuche mit positiver Rückkopplung zur weiteren Erhöhung der oberen Grenzfrequenz blieben erfolglos und führten z. T. nur zu einer früheren und kräftigeren Überhöhung vor dem Abfall.

Die Eingangsleitungen müssen gut abgeschirmt sein. Wenige cm

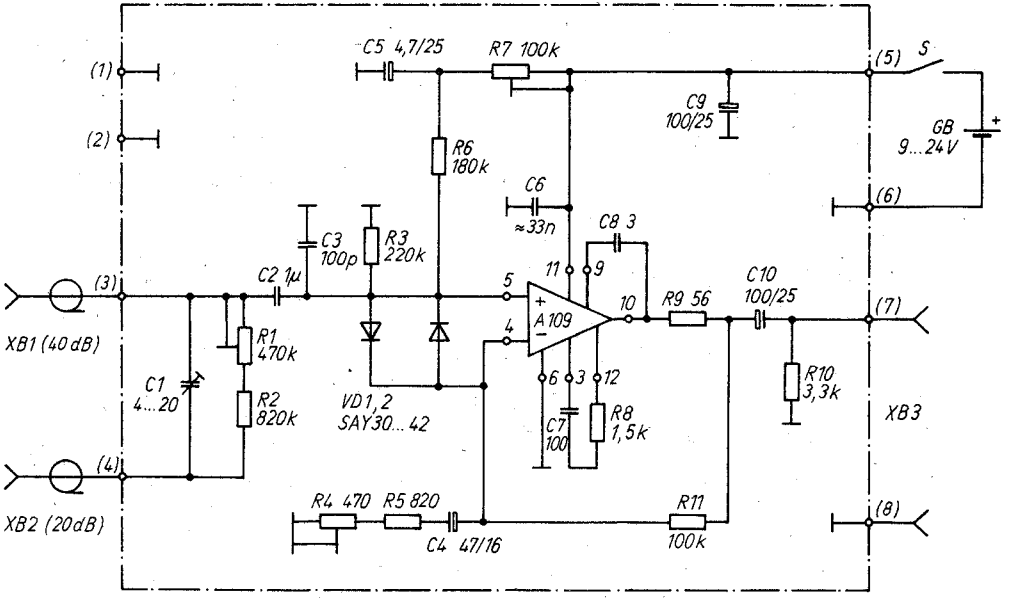


Bild 4.10 NF-Vorverstärker für 40/20 dB

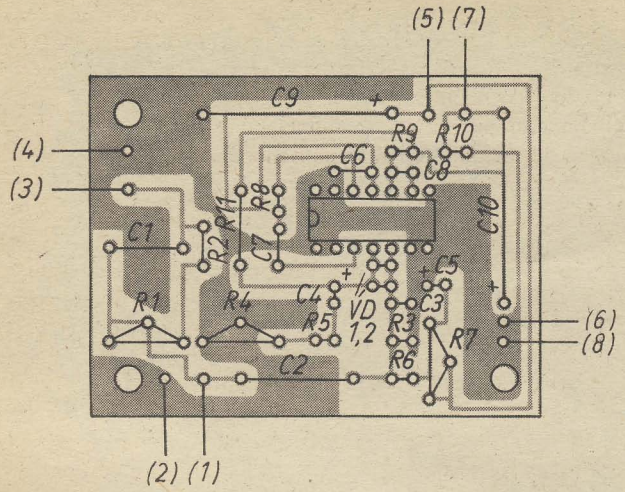


Bild 4.11 Bestückungsplan für Bild 4.10

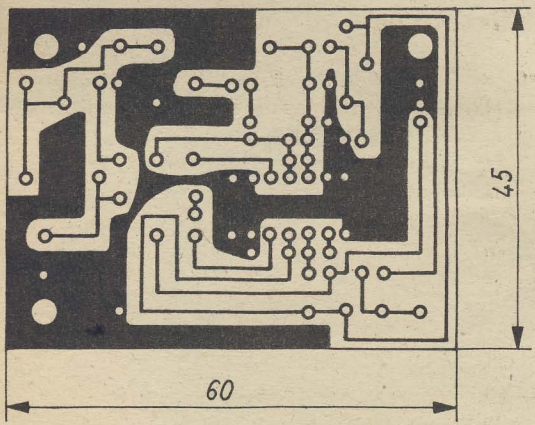


Bild 4.12 Leitungsführung für Bild 4.11

Draht am Eingang brachten das Muster schon zum Schwingen. Auf Grund der bei 40-dB-Kompensation vorliegenden Slew-Rate von etwa 15 V/µs ist die Schaltung bei 24 V Betriebsspannung bis 200 kHz noch verzerrungsfrei aussteuerbar.
Bei einem Aufbau mit 60 dB Verstärkung konnte das Selbstschwingen der Schaltung bei freilaufendem Eingang nicht mehr verhindert werden. 60 dB stellen für die vorgesehene Frequenzkompensation schon die unterste Grenze dar. Der Phasenspielraum ist mit 45° sehr gering.
Wegen des Fehlens eines Widerstands in der Frequenzkompensationsbeschaltung muß praktisch mit zusätzlichen Phasenverschiebungen gerechnet werden. Das Schwingen verschwand erst bei Quellwiderständen $< 1\,k\Omega$. Unter 20 V Betriebsspannung war die Verstärkung mit etwa 2 %/V speisespannungsabhängig (Leerlaufverstärkung nicht ausreichend).
Trotzdem widerlegen die Ergebnisse die manchmal anzutreffende Ansicht, der *A 109* sei veraltet. Er hat im Amateurbereich auch bei der gegenwärtigen Bauelementesituation noch eine gewisse Berechtigung.

4.4. Meßverstärker für Gleich- und Wechselspannung

Soll der Verstärker sowohl Gleich- als auch Wechselgrößen verarbeiten, ist im Hinblick auf die Schaltungstechnik und den OPV ein Kompromiß zu finden, um den unterschiedlichen Anforderungen gerecht zu werden. Im Beispiel wurde der *A 109* in invertierender Grundschaltung eingesetzt.

Technische Daten:

Eingangswiderstand für Gleichspannung	1 MΩ
Verstärkung für Gleichspannung	1 (0 dB)
Ausgangsspannung	min. ± 14 V
Eingangswiderstand für Wechselspannung	10 kΩ

Verstärkung für Wechselspannung	100 (40 dB)
Frequenzbereich	35 Hz bis 35 kHz linear
Eingangsspannung	U_{eff} max. 100 mV
Ausgangskurzschluß	max. 5 s
Eingang	überlastungssicher
Nullpunkt-TK	max. ± 3 mV/K

Bild 4.13 zeigt die Schaltung. Der Wechselspannungs-Eingang ist kapazitiv ($C2$). Der Gleichspannungs-Eingang ist als Tiefpaß ausgelegt. Mit S1 wird die Betriebsart gewählt. Kompensiert wird nach Bild 2.7a (Offsetspannung) und Bild 2.9a (Eingangsleerlaufspannung). In dieser kombinierten Schaltung wurde auf die Frequenzkompensation für 20 dB zurückgegriffen. Die obere Grenzfrequenz ist dementsprechend gering. Weitere nennenswerte Besonderheiten gibt es bei dieser Schaltung nicht. Zum Abgleichvorgang:

1. $R6$ so einstellen, daß die Ausgangsspannung sich bei Kurzschluß und Leerlauf des Eingangs nicht ändert.
2. Mit $R2$ die Ausgangsspannung auf Null bringen.
3. Mit $R3$ die Verstärkung von 100 für Wechselspannung (Einspeisen einer definierten Wechselspannung) einstellen.
4. Mit $R5$ eine Verstärkung von 1 (Einspeisen einer bekannten Gleichspannung) einstellen.

Die Gehäuseabmessungen des Mustergerätes betragen 40 mm × 110 mm × 150 mm. Es ist günstig, das Gehäuse aus Metall anzufertigen und zu nullen.

Eine besondere Buchse wird dann mit dem Gehäuse (Netzerde) verbunden. Die Masse der Schaltung kann nun über die betreffende Ein- oder Ausgangsbuchse mit Netzerde verbunden werden. Wird das nicht getan, können in Schaltungen, die mittel- oder unmittelbar mit Netzerde verbunden sind (im Prinzip alle netzbetriebenen Geräte), Differenzmessungen durchgeführt werden, d. h., die zu messende Spannung braucht nicht auf Netzerde bezogen sein. Ein gewisses Handicap bezüglich der Unterdrückung von Störspannungen ist die Tatsache, daß die beiden Impedanzen der Eingänge des Meßverstärkers gegen Netzerde

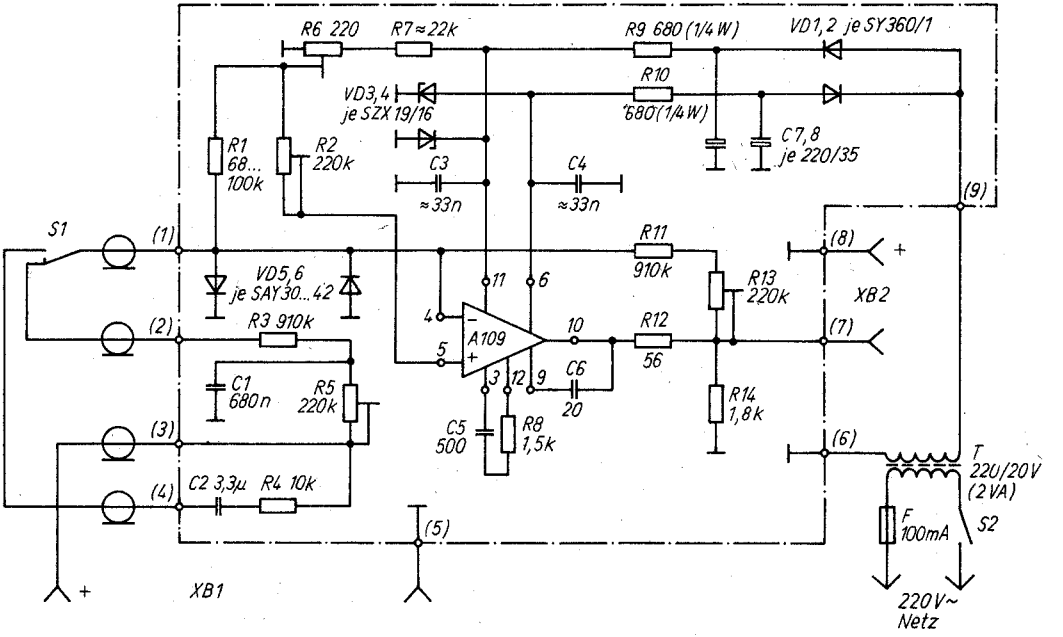


Bild 4.13 Meßverstärker für Gleich- und Wechselspannung

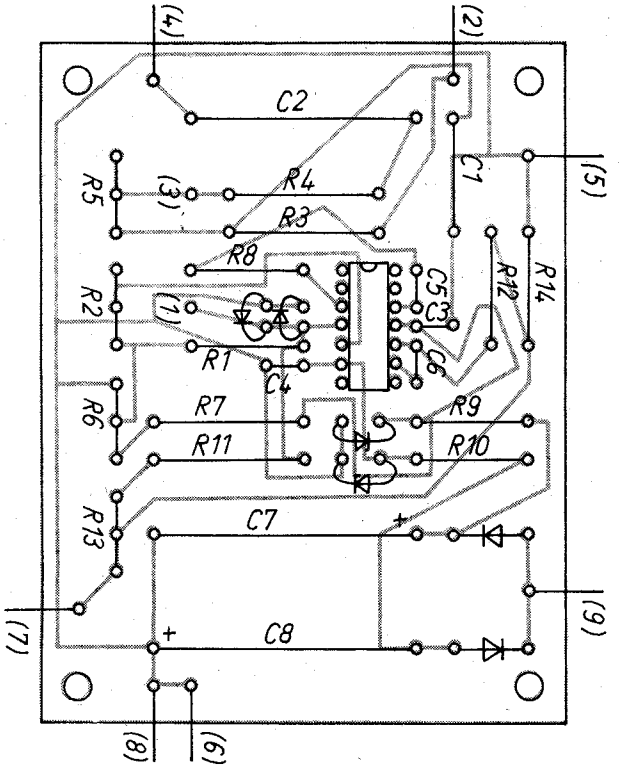


Bild 4.14 Bestückungsplan für Bild 4.13

nicht gleich sind (s. Abschnitt 2.2.1.). Um eventuelle Störungen weitestgehend zu eliminieren, gibt es eine einfache Grundregel: Die Buchse «Netzerde» des Meßverstärkers ist mit einem kurzen, gut leitenden Kabel direkt an der Schaltung, in welcher gemessen wird, mit Netzerde zu verbinden.

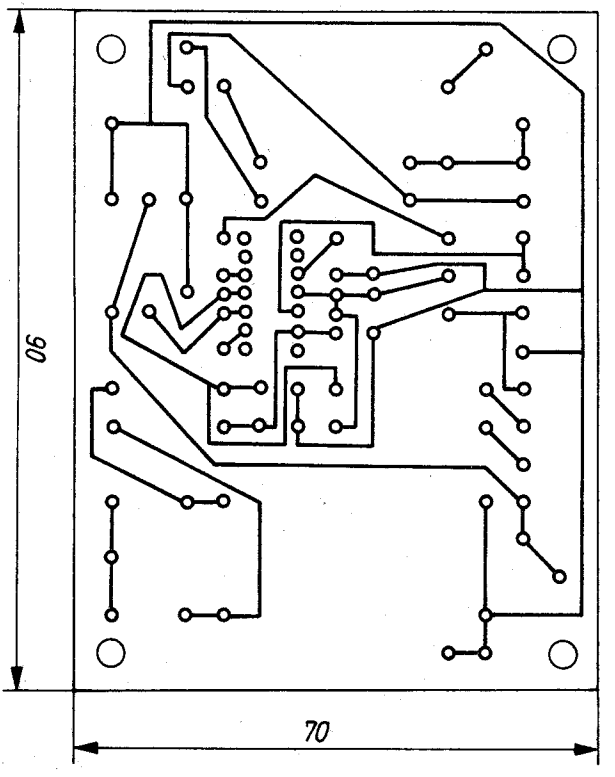


Bild 4.15 Leitungsführung für Bild 4.14

5. Komplette Meßgeräte für Strom, Spannung und Widerstand

Die folgenden Schaltungen sind zum Messen der drei im *Ohm*schen Gesetz vereinigten Grundgrößen bestimmt. Der OPV arbeitet als Spannungsverstärker. Ein Strom wird gemessen, indem die an einem Widerstand abfallende Spannung gemessen wird. Sollen Widerstandswerte ermittelt werden, kann die Verstärkung der OPV-Schaltung von dem unbekannten Widerstand abhängig gemacht werden.
Für diese Meßgeräte erscheint ein eigenes Anzeigeinstrument günstig. Geeignet sind Drehspul-Einbauinstrumente 0,1 bis 10mA, Kl. 1,5 (z.B. 72mm × 72mm). Prinzipiell besteht aber auch die Möglichkeit, über Buchsen einen Vielfachmesser anzuschließen

5.1. Gleichspannungsvoltmeter

In dieser Schaltung (Bild 5.1) arbeitet ein OPV mit Darlingtoneingang als invertierender Meßverstärker (Eingangswiderstand 10MΩ), wobei die Verstärkung mit der Gegenkopplung umgeschaltet wird. Bei der Dimensionierung muß man davon ausgehen, daß der Nullpunkt-Temperaturkoeffizient vom gewählten Bereich abhängt, da die Auswirkung der Drift proportional zur Verstärkung ist. Dieser Fehler wirkt sich, weil die Eingangsspannung bei der höchsten Verstärkung am kleinsten ist, prozentual entsprechend aus. Schaltet man z.B. vom 0,3-V-Bereich in den 3-V-Bereich um, geht der prozentuale Fehler auf ein Zehntel zurück. Die Verstärkung wurde dabei um den Faktor 10 herab-, die maximale Eingangsspannung aber gleichzeitig um diesen Faktor heraufgesetzt. Daraus folgt: Den Meßbereichen ist nach unten praktisch eine harte Grenze gesetzt. Sie liegt im vorliegenden Fall bei 0,3V, wo mit einem Nullpunkt-Temperaturkoeffizienten von etwa 10mV/K gerechnet werden muß. Wo das zuviel ist, sollte in dieser Schaltung ein BiFET-OPV eingesetzt werden.

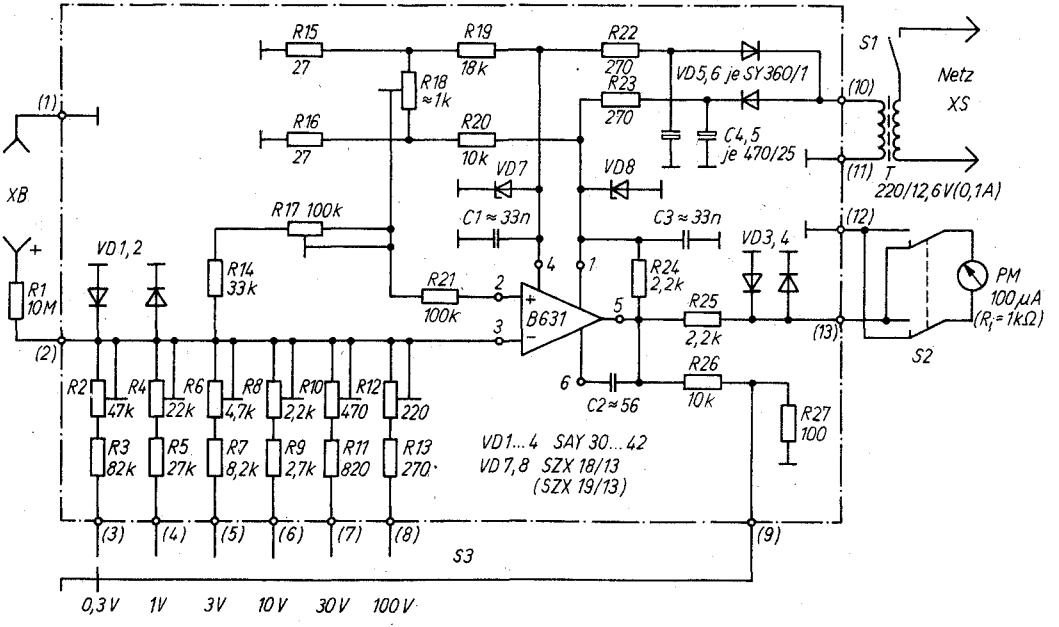


Bild 5.1 Elektronisches Voltmeter

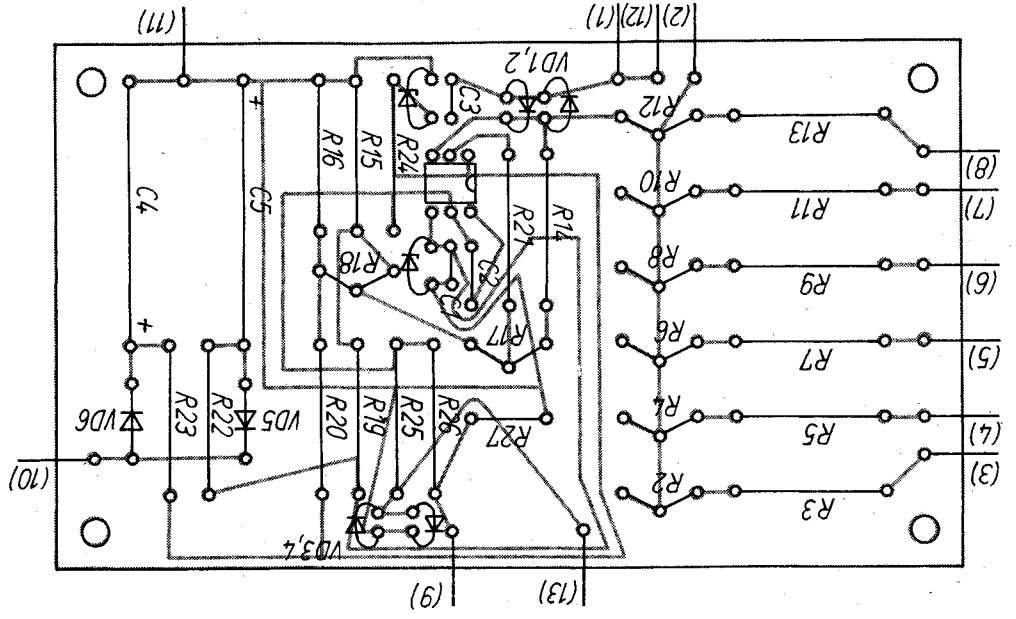


Bild 5.2 Leiterplattenvorschlag für das Voltmeter (Bestückungsseite)

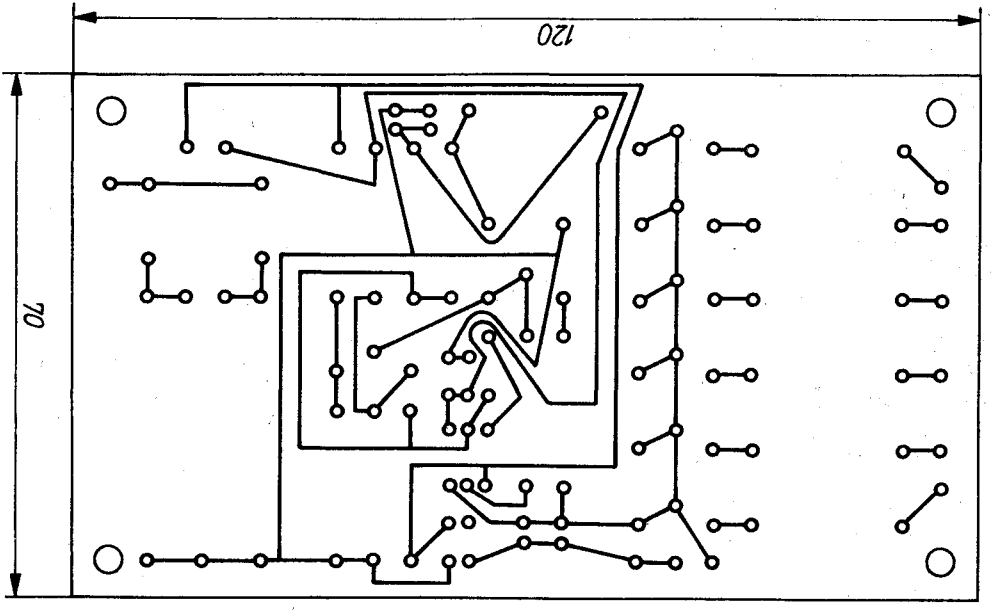


Bild 5.3 Leitungsführung für Bild 5.2

Technische Daten:

Eingangswiderstand	10 MΩ in allen Bereichen
Meßbereiche	6 (0,3 bis 100 V)
Eingang	überlastungssicher

Die Maßnahmen zum Kompensieren der Offsetgrößen wurden in Abschnitt 2.1. erläutert. Mit $R18$ macht man die Eingangsleerlaufspannung zu Null. Der Einstellbereich liegt zwischen +20 mV ($U_{Offset} + I_E R21$) und −10 mV ($U_{Offset} - I_E R21$). Mit $R17$ wird die Ausgangsspannung auf Null justiert.
Die Bilder 5.2 und 5.3 zeigen die Leiterplatte. Für PM kommen Ausführungen von 0,1 bis 1 mA in Betracht, wobei $R25$ entsprechend zu dimensionieren ist. S2 stellt den Polaritätsumschalter dar und wird entsprechend gekennzeichnet. Der Stufenschalter S3 ist unkritisch. Sollten sich zur Eingangsbuchse längere Zuleitungen ergeben, muß man abgeschirmtes Kabel verwenden. Auch diese Schaltung kann durch einen Kondensator 6,8 nF zwischen Pin 3 und 5 zu einem 2,5-Hz-Tiefpaß gemacht werden, wodurch Brummeinstreuungen weiter unterdrückt werden.

5.2. Gleichstrommeßgerät

Elektronische Strommeßgeräte sind zwar in der Amateurpraxis nicht so bekannt wie etwa elektronische Voltmeter, bieten aber dennoch beachtenswerte Vorzüge: Erstens kann der Innenwiderstand und damit der Spannungsabfall an den Eingangsbuchsen beträchtlich gesenkt werden. Im vorliegenden Fall wird der Innenwiderstand im 1-mA-Bereich z. B. von 100 Ω auf 3 Ω reduziert. Dadurch wird der systematische Fehler, der durch Einschalten des Meßgeräts in eine Schaltung entsteht, so minimal, daß er meist ganz vernachlässigt werden kann. Zweitens kann man die Empfindlichkeit des angeschlossenen Meßinstruments erheblich steigern. In der hier gezeigten Schaltung (Bild 5.4) erfolgt das mit dem Faktor 1000 (von 1 mA auf 1 µA). Mit einem so empfindlichen Meßgerät wird es dann möglich, Sperr- und Restströme an diskreten Silizium-Bauelementen oder andere

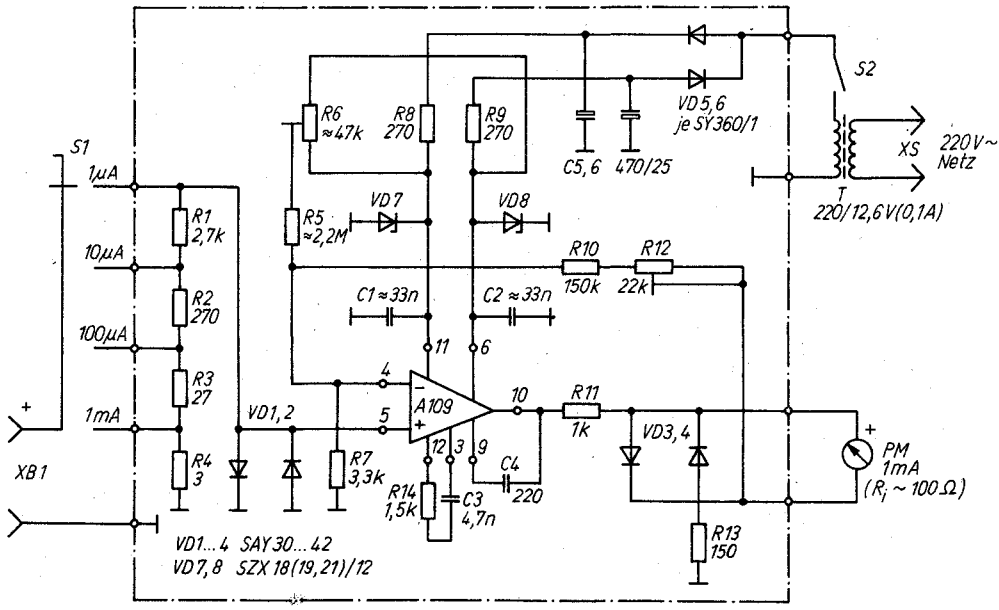


Bild 5.4 Empfindlicher Gleichstrommesser

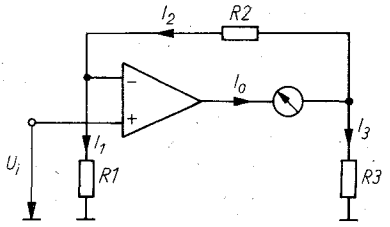


Bild 5.5
Prinzip des Strommessers

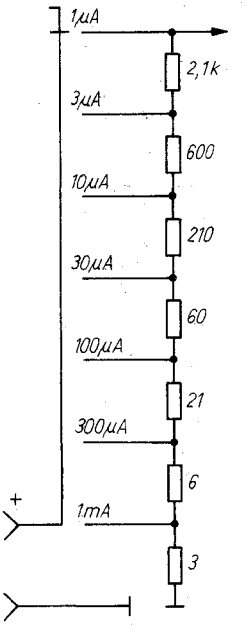


Bild 5.6
Ein anderer Eingangsteiler
mit Zwischenbereichen

geringe Ströme an ICs (z. B. die OPV-Eingangsruheströme) direkt zu messen. Ferner kann das Gerät eingesetzt werden, um sehr hochohmige Widerstände zu bestimmen.

Der Aufbau eines solchen elektronischen Gleichstrommessers ist nicht kompliziert. Bild 5.5 zeigt das Prinzip. Der OPV ist als nichtinvertierender Verstärker geschaltet. Der zu messende Strom wird über einen Widerstand geleitet und erzeugt an diesem einen proportionalen Spannungsabfall U_i. Diese Spannung steuert den Strom I_o durch das Meßinstrument. Für Vollausschlag beträgt U_i 3 mV. Da die zwischen den Differenzeingängen auftretende Spannung vernachlässigbar gering ist, liegt U_i auch am Minuseingang und damit an $R1$ an. Hier erzeugt sie einen Strom von weniger als 1 μA. Dieser Strom fließt auch durch R_2, da der Minuseingang theoretisch keinen Strom aufnimmt. $R2$ und $R1$

sind die Gegenkopplungswiderstände des Systems und weisen ein Verhältnis von 49 auf. Als Spannungsverstärkung ergibt sich daher

$$V_U = U_{R3}/U_i = (R_2/R_1) + 1 = 49 + 1 = 50. \quad (41)$$

Hieraus folgt für $U_i = 3\,mV$ an $R3$ eine Spannung von 150 mV und ein Strom I_3 zu 1 mA. Da weiter gilt

$$I_o = I_2 + I_3, \quad (42)$$

ergibt sich für I_o ein Strom von 1 mA plus weniger als 1 µA. I_2 kann man ohne Bedenken vernachlässigen und aussagen, daß I_o der Eingangsspannung proportional ist und bei $U_i = 3\,mV$ den Wert 1 mA hat.

Einige Erläuterungen zur praktischen Schaltung:

Die Verstärkung ist mit $R12$ einstellbar, die Genauigkeit in den einzelnen Bereichen aber von den Toleranzen von $R1$ bis $R4$ abhängig; hier müssen (ausnahmsweise) ausgemessene oder engtolerierte Widerstände verwendet werden. Das genaue Justieren des 1- oder 10-µA-Bereichs wäre mit dem Vorhandensein eines entsprechend empfindlichen Meßmittels verbunden.

In Reihe mit PM liegt $R11$, da der OPV einen bestimmten Wert des Abschlußwiderstands benötigt, um bei Übersteuerung nicht gefährdet zu sein. Zum Schutz von OPV-Eingang und Instrument sind zwei Diodenpaare vorgesehen. Die Überlastbarkeit im kleinsten Bereich ist gleich dem maximalen Durchlaßstrom für VD1, VD2. Die Spannung direkt am Pin 10 beträgt für Vollausschlag 1,25 V. Die Eingangsruheströme des *A 109* weisen typische Werte von 230 nA auf. Diese Werte können natürlich nicht mehr vernachlässigt werden, wenn I_1 und I_2 etwa 900 nA betragen. Daher wird über $R5$ ein Kompensationsstrom eingespeist, der gleichzeitig den Abgleich der Offsetspannung vornimmt.

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf einer Leiterplatte, deren Gestaltung sich insbesondere nach Größe und Anzahl der Widerstände des Eingangsteilers richtet. Bild 5.6 zeigt einen Teiler mit Zwischenbereichen. Er ermöglicht ein günstigeres Ablesen, jedoch werden nicht standardisierte Widerstandswerte benötigt. Die Erweiterung der Meßbereiche nach oben bis etwa 100 mA ist

denkbar und nur eine Frage der Widerstände. Eine Erweiterung nach unten ist nicht zu empfehlen, da sich Änderungen des Eingangsruhestroms stärker bemerkbar machen und mit Störungen durch Funkelrauschen gerechnet werden kann. Wird die Schaltung mit BiFET-OPV aufgebaut, ist jedoch eine Erweiterung nach unten in den nA-Bereich denkbar. $R4$ kann aus CuL-Draht, 0,1 mm Nenndurchmesser und 1,346 m lang, selbst hergestellt werden. Es ist dann günstig, den Eingang mit etwa 47 nF zu überbrücken, da die entstehende Induktivität für HF-Schaltungen nicht mehr zu vernachlässigen ist.
Der Abgleich gestaltet sich sehr einfach. Zunächst ist bei offenem Eingang der Ausgangsstrom mit $R5$ auf Null zu bringen. Dann ist in den Eingang ein bekannter Strom einzuspeisen. Dazu wählt man z. B. den 1-mA-Bereich und schaltet einen Vielfachmesser mit gleichem Bereich in Reihe. Mit $R12$ werden für beide Instrumente identische Anzeigewerte eingestellt. Sollte das nicht geschafft werden, kann sich bei $R10$ eine leichte Wertänderung erforderlich machen.
Einfluß auf die Nullpunktstabilität übt vor allem der Temperaturkoeffizient aus. Er ist beim *A 109* relativ gering, so daß sich ein Nullpunkt-TK von etwa 1 μA/K entsprechend 0,1 %/K ergibt.

5.3. Linear anzeigendes Ohmmeter

Mit diesem elektronischen Ohmmeter (Bild 5.7) lassen sich Widerstände im Bereich von etwa 10 Ω bis 30 MΩ ausmessen. Hierbei erfolgt – im Gegensatz zu einfachen Meßgeräten wie z. B. Vielfachmesser – in allen Bereichen eine lineare Anzeige. Das Ohmmeter weist daher eine hohe Ablesegenauigkeit auf.
Der OPV arbeitet als invertierender Verstärker. Der zu messende Widerstand stellt dabei einen der Gegenkopplungswiderstände dar. Für die Spannungsverstärkung dieses Systems (Bild 5.8) gilt folgende Beziehung:

$$-V_U = U_o/U_i = R_x/R_1. \qquad (43)$$

Nach der zu messenden Spannung U_o umgestellt, ergibt sich

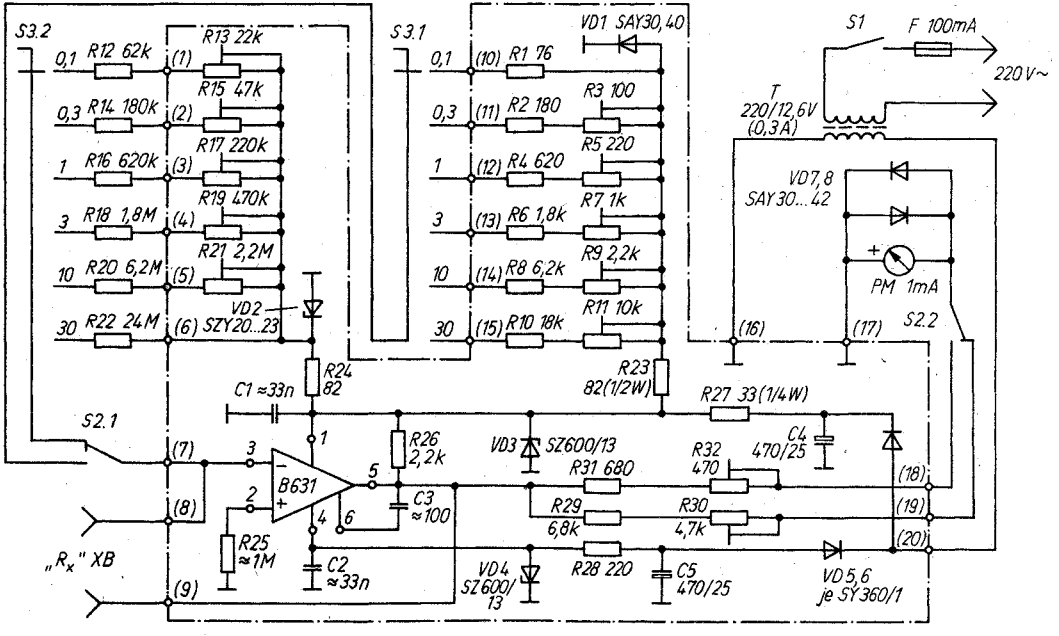


Bild 5.7 Elektronisches Ohmmeter

$$U_o = -R_x U_i/R_1, \qquad (44)$$

woraus der lineare Zusammenhang zwischen U_o und R_x hervorgeht. Die Eingangsspannung muß konstant gehalten werden. Für die praktische Schaltungstechnik hat folgender Umstand Bedeutung: Für niederohmige R_x ist eine kleine Ausgangsspannung (für Vollausschlag) günstig, da die Verlustleistung an R_x und der OPV-Ausgangsstrom dann auch gering bleiben. Der R_x durchfließende Basisstrom für den Minuseingang ruft keinen nennenswerten Spannungsabfall (und damit Fehler) hervor. Für hochohmige R_x ist eine große Ausgangsspannung günstig, weil die durch temperaturbedingte Änderungen des Basisstroms hervorgerufene Fehlspannung dann auch relativ gering ist. Praktisch ist eine Verstärkung von -1 optimal. Die Drift der Offsetspannung bleibt dann ohne Einfluß.

Als OPV wurde der *B631* ausgewählt. Er hat gegenüber den Typen ohne Differenzeingangsstufe etwa 20mal geringere Werte für Eingangsruhe- und Offsetstrom. Setzt man eine Abweichung um 10% vom Maximalwert des R_x durchfließenden Eingangsruhestroms an, dann beträgt die Fehlspannung an einem 30-MΩ-Widerstand 150mV; das entspricht einem Meßfehler von 1,5%. Hieraus folgt, daß keine gesonderte Kompensation erforderlich ist. Bei den BiFET-OPV sind die Änderungen noch weit geringer, so daß diese Typen hier ebenfalls vorteilhaft eingesetzt werden können.

Zu den Schaltungseinzelheiten: Mit S2 wird eine Eingangsspannung von etwa 0,8V (Flußspannung von VD1) oder 8,4V (Sperrspannung von VD2) gewählt. Entsprechend wird der Vorwiderstand von PM umgeschaltet, so daß immer mit einer Verstärkung

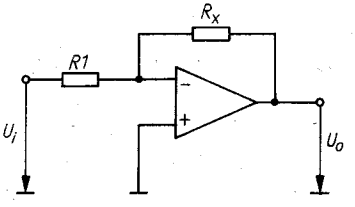


Bild 5.8
Prinzip des Ohmmeters

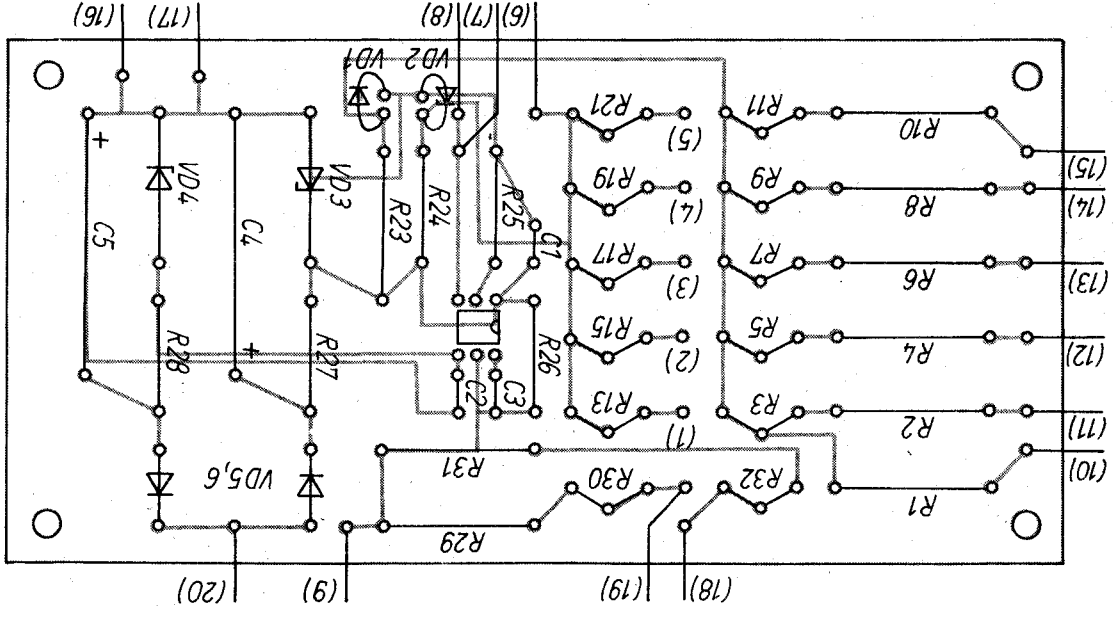


Bild 5.9 Bestückungsplan für Bild 5,7

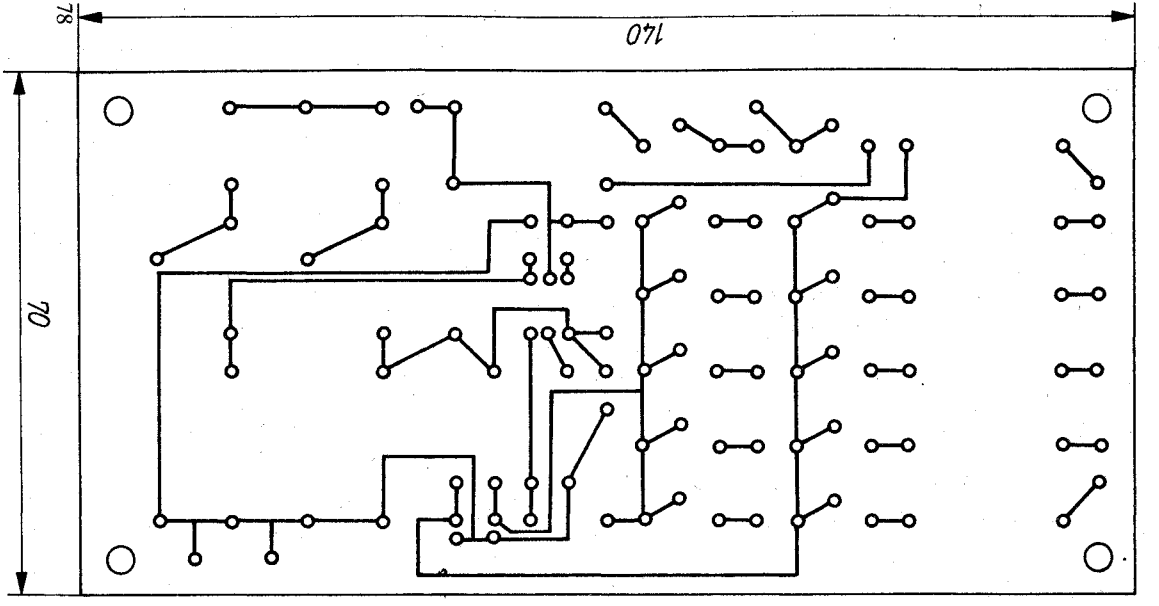


Bild 5.10 Leitungsführung für Bild 5.9

von etwa −1 gearbeitet werden kann. Mit S2 schaltet man zwischen «kΩ» und «MΩ» (gezeichnete Stellung) um. Insgesamt liegen also 12 Meßbereiche vor.
Steht S2 in Stellung «kΩ», bestimmt der Temperaturkoeffizient von −0,3 %/K der Si-Diode VD1 den temperaturbedingten Fehler; in Stellung «MΩ» ist die Temperaturänderung des Eingangsruhestroms von Bedeutung.
Gleicht man mit Widerständen von 2 % Toleranz ab, kann die Gesamtfehlertoleranz bei Abweichungen um 10K von der Bezugstemperatur mit 5 % angegeben werden. Die Widerstände für den Abgleich sollten 80 bis 100 % des jeweiligen Meßbereichs ausmachen. In Stellung «kΩ» wird mit $R32$ im kleinsten Bereich abgeglichen, danach mit den entsprechenden Schichtdrehwiderständen in den anderen Bereichen. In Stellung «MΩ» gleicht man mit $R30$ im größten Bereich ab, bevor mit den Schichtdrehwiderständen die anderen Bereiche eingestellt werden.
Für PM kommen Ausführungen von 0,1 bis 3mA in Betracht, wobei die Vorwiderstände $R29$ bis $R32$ umzudimensionieren sind. $R12$, $R14$, $R16$, $R18$ und $R20$ werden aus Isolationsgründen direkt am keramischen Umschalter S3 frei angelötet.
Bei offenen Anschlüssen ist die Anzeige extrem, was ja auch den tatsächlichen Verhältnissen entspricht. Das Instrument wird durch VD7 und VD8 geschützt, jedoch kann man bei längerer Überlastung eine Beschädigung nicht ganz ausschließen. Vor dem Einschalten sollte man daher immer R_x anklemmen und auf den größten Bereich schalten. Eine andere Möglichkeit besteht darin, den Eingang XB mit einem Taster (Öffner) zu überbrükken.

5.4. Linear anzeigendes NF-Millivoltmeter

Von großer Bedeutung für den Amateur ist die Bestimmung von Wechselspannungen. Das Prinzip der hier beschriebenen Schaltung wurde bereits in Abschnitt 3.5. vorgestellt. Wie die Schaltung Bild 5.11 zeigt, ist auch die praktische Ausführung ausgesprochen einfach.

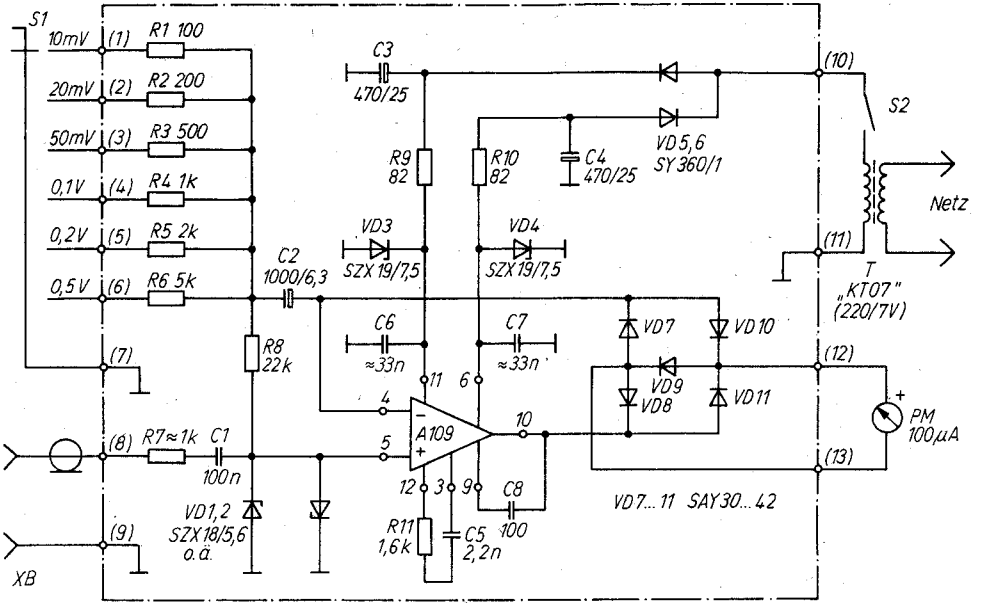
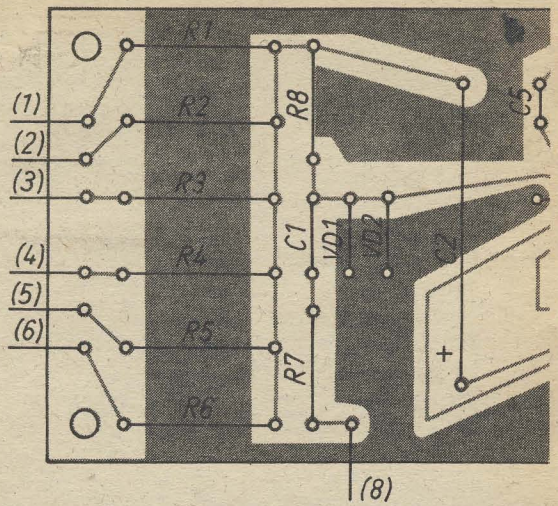


Bild 5.11 Instrumenten-Präzisionsgleichrichter

Technische Daten:

Meßbereiche	6 (umschaltbar)
Eingang	kapazitiv, überlastungssicher
Eingangswiderstand	min. 200 kΩ
Frequenzbereich	100 Hz bis 5 kHz (10 mV)
	50 Hz bis 10 kHz
	(alle anderen Bereiche) linear

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Fehlertoleranz direkt von der der Widerstände $R1$ bis $R6$ abhängt, auf ein «Eichen» der Schaltung kann somit verzichtet werden. Damit ist das Gerät für den Anfänger geeignet, der schwer an Meßmittel herankommt. Diesem Aspekt wurde auch durch die übersichtliche Gestaltung der Leiterplatte (Bild 5.12 und 5.13) und eine Stromversorgung mit Klingeltransformator Rechnung getragen.
Für das gleichstrommäßig exakte Arbeiten des OPV sind etwa gleiche Widerstände an seinen Eingängen erforderlich. Dazu müßte der Pluseingang mit einem recht niederohmigen Widerstand beschaltet werden, was eine drastische Herabsetzung des Eingangswiderstands bedeuten würde. Mit $C2$ und $R8$, die zusammen mit $R1$ bis $R6$ in Bootstrap-Schaltung arbeiten, kann der Eingangswiderstand jedoch groß gehalten werden. Er ist bereichsabhängig: 1,5/1,2/1,0/0,7/0,5/0,25 MΩ (Muster, vom größten zum kleinsten Bereich). Beim Aufbau dieses Meßgeräts treten keine Probleme auf. Der Eingang (möglichst eine BNC-Buchse) ist gut abzuschirmen. Bei kurzgeschlossenem Eingang wird mit der Schraube am Instrument der Zeiger auf Null justiert. Das Gerät zeigt den arithmetischen Mittelwert vom Betrag der Eingangswechselspannung an. Für Sinusspannung ergibt sich der Effektivwert durch Multiplikation des angezeigten Wertes mit 1,11 (siehe 2.2.5.). Soll der Effektivwert direkt angezeigt werden, kann man $R1$ bis $R6$ entsprechend umdimensionieren. Die Frequenzkompensation wurde für einen Instrumenten-Vollausschlag von 100 mV durchgeführt. Bei optimalem Aufbau kann die Frequenzkompensation noch etwas «gelockert» und so eine höhere obere Grenzfrequenz erzielt werden.
Auch für diese Schaltung gelten die Hinweise aus 4.4.



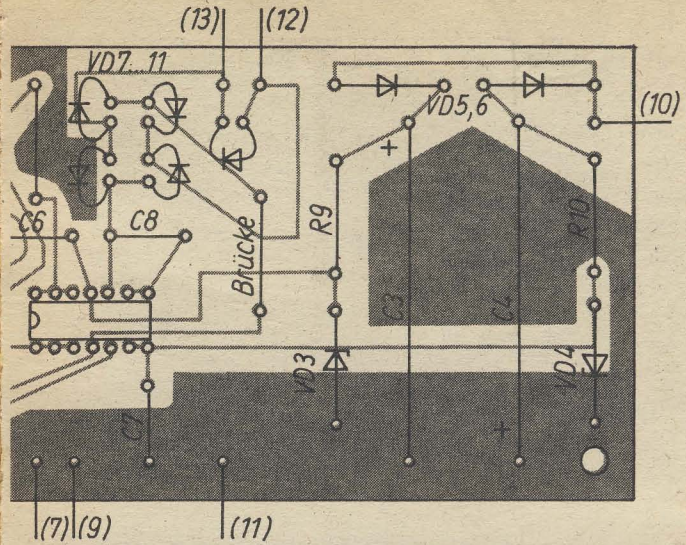
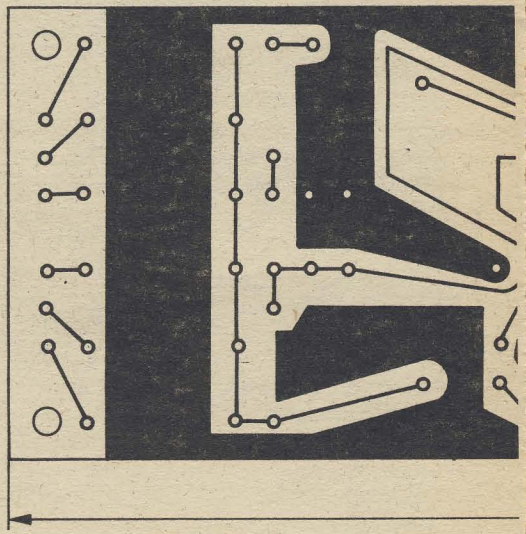


Bild 5.12
Bestückungsplan
für Bild 5.11



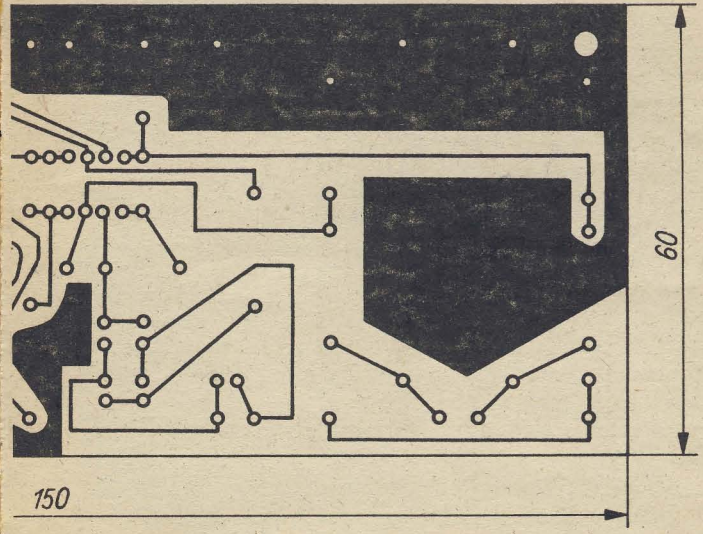


Bild 5.13
Leitungsführung
für Bild 5.12

6. Multimeter mit Analoganzeige

In diesem Abschnitt werden Bausteine für ein Analogmultimeter beschrieben, das für die Praxis des Amateurs geeignet ist. Die Aufteilung in kleinere Baugruppen ermöglicht ihre separate Funktionskontrolle vor dem Einbau sowie schrittweisen Zusammenbau des Gesamtgeräts, wodurch eventuelle Fehler sofort lokalisiert und beseitigt werden können.

6.1. Technische Daten

Das mit 9 OPV bestückte Multimeter erlaubt die Messung von Spannungen, Strömen und Widerständen in acht Bereichen von 0,1 bis 300 V/mA/kΩ.

Gleichspannung:	Eingangswiderstand 10 MΩ in allen Bereichen Nullpunkt-TK max. 300 µV/K (Bereich 0,1 V/mA)
Wechselspannung:	Eingangswiderstand 100 kΩ in allen Bereichen Frequenzbereich 50 Hz bis 20 kHz Linearitätsfehler 2 % (vom Meßwert)
Gleich- und Wechselstrom:	Spannungsabfall in allen Bereichen 100 mV

Ein weiterer Fehleranteil entsteht durch die Toleranz der zur Justage benutzten Vergleichsgeräte.

6.2. Gesamtschaltung

Bild 6.1 zeigt die Verschaltung der einzelnen Baugruppen. Das Gerät verfügt über einen achtpoligen Meßbereichsumschalter S1,

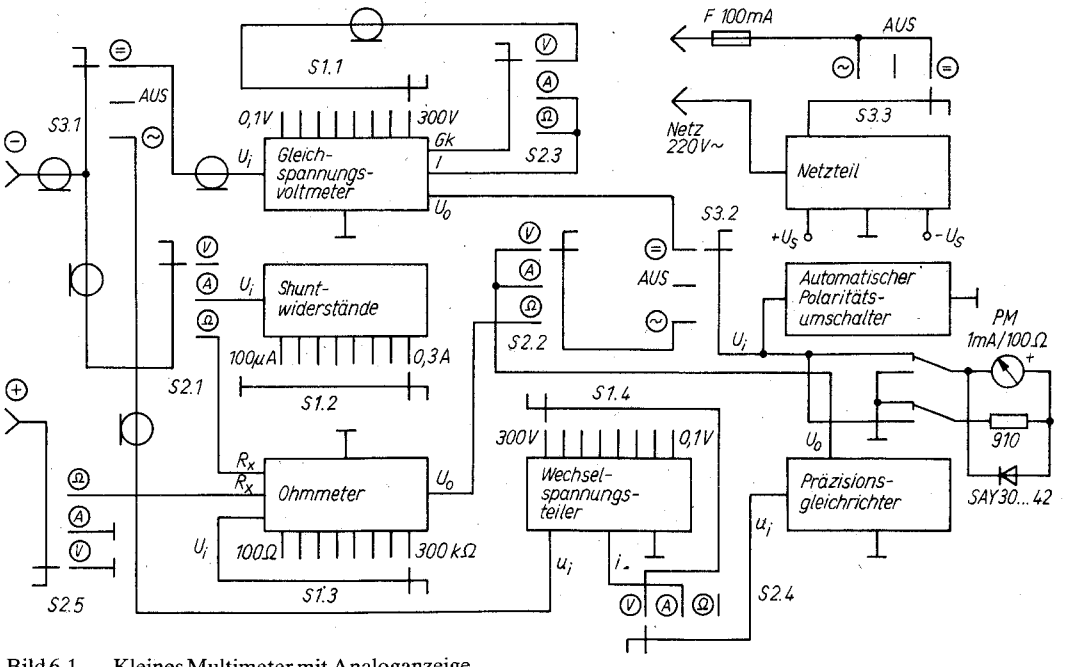


Bild 6.1 Kleines Multimeter mit Analoganzeige

einen Schalter für Gleich- oder Wechselgrößen bzw. «Aus» S3 sowie den Meßartenschalter S2. Für S3 kann auch ein zweipoliger Kippumschalter benutzt werden, wenn S3.3 durch einen (zusätzlichen) Netzeinschalter ersetzt wird.
In Stellung GS V liegt die Eingangsspannung an einem in seiner Verstärkung einstellbaren OPV, dessen Ausgangsspannung über S3.2 zu PM – mit Vorwiderstand ein 1-V-Spannungsmesser – gelangt. In Stellung WS V gelangt die Eingangsspannung auf einen Vorteiler, der sie auf maximal 100 mV reduziert. Ein Präzisionsgleichrichter wandelt die Wechselspannung in eine Gleichspannung um. Über S2.2 und S3.2 kommt diese zum Instrument.
Bei Strommessung werden dem Eingang Widerstände parallelgeschaltet, an denen bei Maximalstrom 100 mV abfallen. Das Gleichspannungsvoltmeter arbeitet dann mit etwa 10facher Verstärkung, und der Wechselspannungsteiler wird überbrückt.
Die Widerstandsmessung erfolgt in Stellung «WS» von S3. Das Ohmmeter gibt eine dem angeschlossenen Widerstand proportionale Spannung über S2.2 und S2.3 an PM.
Der Pluseingang des Geräts hat eine größere Impedanz gegen Netzerde als der Minuseingang. Beim praktischen Messen daher die Hinweise aus Abschnitt 4.4. beachten!

6.3. Gleichspannungsvoltmeter

Die Schaltung nach Bild 6.2 entspricht dem Prinzip nach Bild 2.9b. Ein OPV arbeitet als invertierender Verstärker mit potentiometrischer Beschaltung. $R1$ ist der Eingangswiderstand und sollte freitragend an S3.1 gelötet werden. Die Verstärkungs- bzw. Dämpfungswerte werden durch Umschalten der Gegenkopplung realisiert. $C3$ macht die Schaltung in den empfindlichen Bereichen zu einem Tiefpaß, der Netzbrumm unterdrückt. Als OPV kann auch der *B081* ohne Änderung benutzt werden. Die Klammerwerte gelten jeweils für 14poliges Gehäuse.

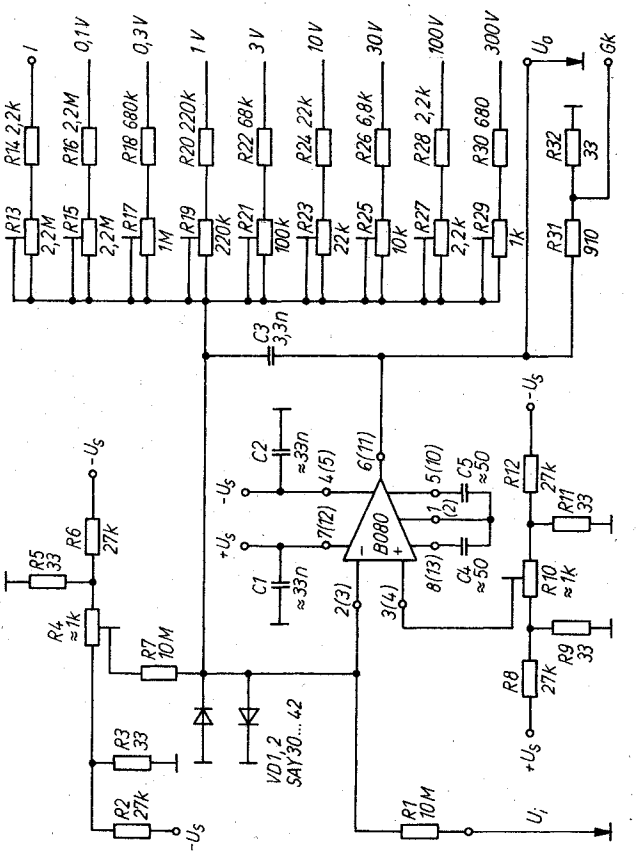


Bild 6.2 Schaltung des Gleichspannungsvoltmeterbausteins

6.4. Präzisionsgleichrichter

Die Umformung von Sinusspannungen in proportionale Gleichspannungen besorgt der aus N2 und N3 in Bild 6.3 bestehende Präzisionsgleichrichter, der gemäß Bild 3.2 aufgebaut wurde.

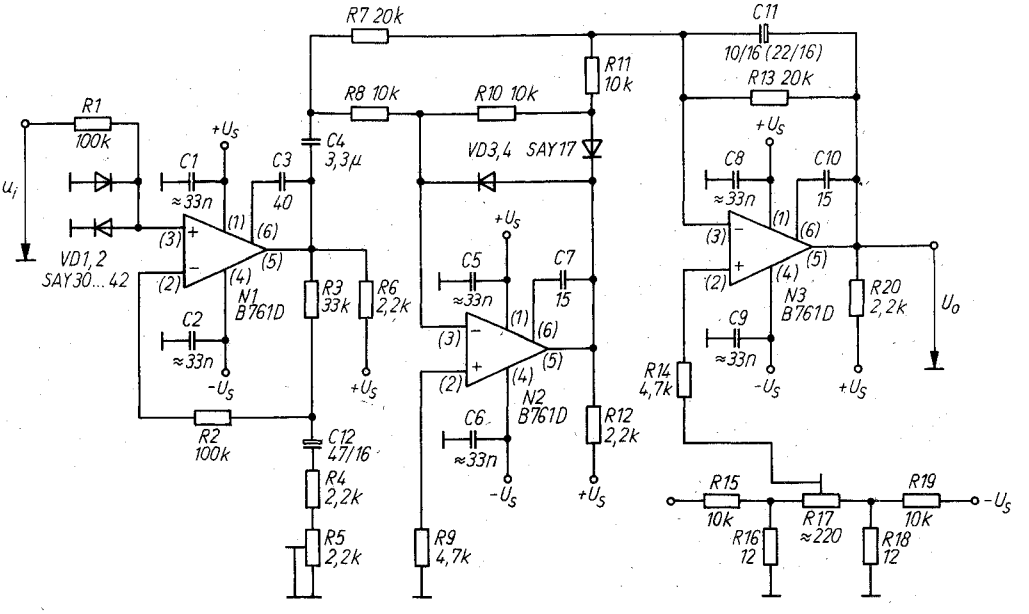


Bild 6.3 Schaltung des Präzisionsgleichrichters mit Vorverstärker.
$C7 = C10 = 47\,\text{n}$

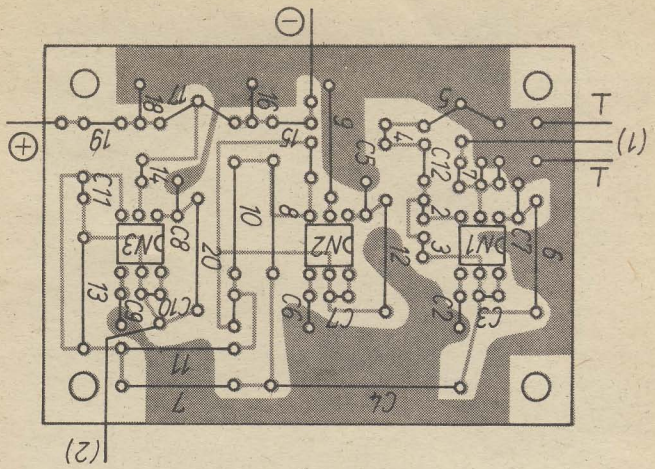


Bild 6.4 Bestückungsplan für Bild 6.3

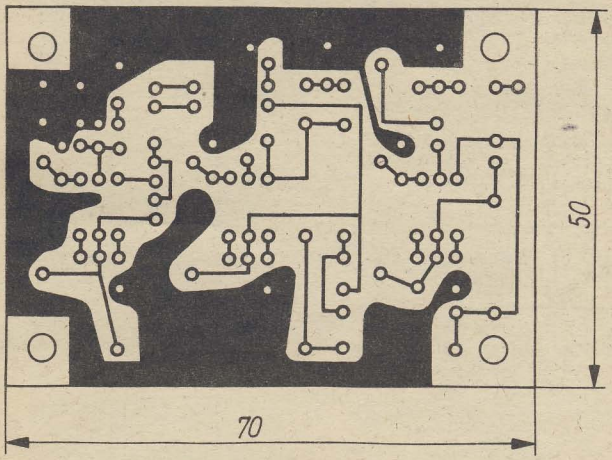


Bild 6.5 Leitungsführung für Bild 6.4

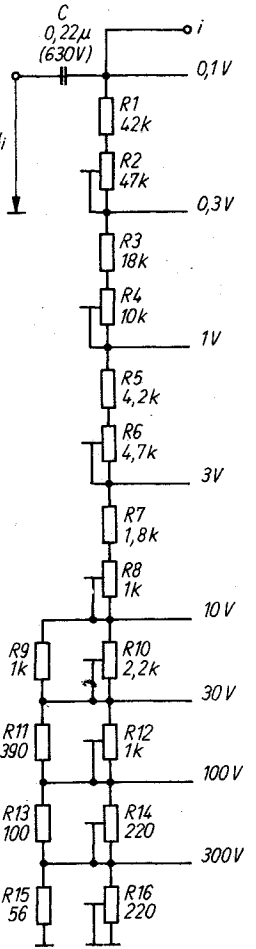


Bild 6.6
Wechselspannungsteiler

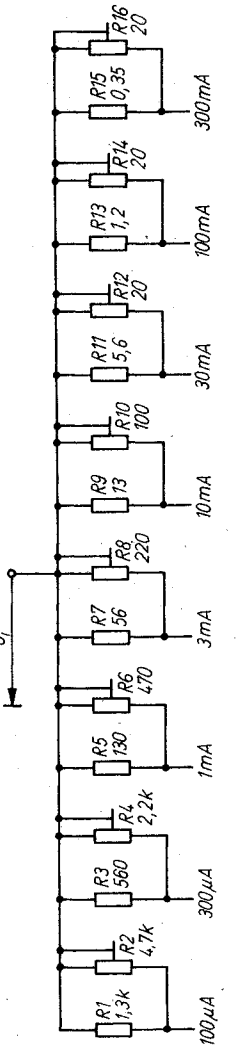


Bild 6.7 Widerstände zur Strommessung

Um die Ausgangsgleichspannung im Verhältnis zum Nullpunkt-Temperaturkoeffizienten hoch zu machen, erfolgt mit N1 eine Wechselspannungs-Vorverstärkung. Da die Slew-Rate im invertierenden Betrieb relativ gering ist, ist eine Eingangsspannung von $U_{\text{eff}} \approx 1\,\text{V}$ für den Präzisionsgleichrichter optimal. $C3$ beeinflußt Linearität und obere Grenzfrequenz. Mit 40 pF werden bei 2% Überhöhung und 1% Abfall 35 kHz erreicht. Die entscheidende Beeinflussung der oberen Grenzfrequenz erfolgt durch den aus $R1$ und der Eingangskapazität bestehenden Tiefpaß. $R5$ bestimmt die Verstärkung. $R11$ ist der Steller für Nullpotential am Ausgang.
Die Bilder 6.4 und 6.5 zeigen den Aufbau. Unter der Leiterplatte sind die Zuführungspunkte für die Betriebsspannung mit isoliertem Schaltdraht zu verbinden. Höhere Eingangsspannungen werden durch den Teiler Bild 6.6 reduziert.

6.5. Strommessung

Dazu werden dem Eingang die in Bild 6.7 gezeigten Widerstände parallelgeschaltet. In den höchsten Bereichen ist der Abgleich schon etwas kritisch, da die einstellbaren Parallelwiderstände relativ groß sind und bereits Kontaktwiderstände Einfluß haben könnten. Im 300-mA-Bereich kann man auch günstiger einen in der Länge verstellbaren Konstantandraht verwenden.

6.6. Ohmmeter

Der Ohmmeter-Baustein arbeitet nach dem in Bild 5.8 gezeigten Prinzip. In Bild 6.8 wird die Eingangsspannung durch den OPV N1 bereitgestellt, der als invertierender Verstärker arbeitet und an die positive Betriebsspannung angeschlossen ist. Damit steht für N2 eine Eingangsspannung von etwa $-1\,\text{V}$ zur Verfügung. Bei maximalem Wert von R_x beträgt die Ausgangsspannung des zweiten OPV etwa 1 V. Hier ist es günstig, den *B082* einzusetzen, der beide OPV enthält (Klammerwerte gelten für 14poliges Gehäuse). Man kann aber auch den *B083* oder *B080* verwenden.

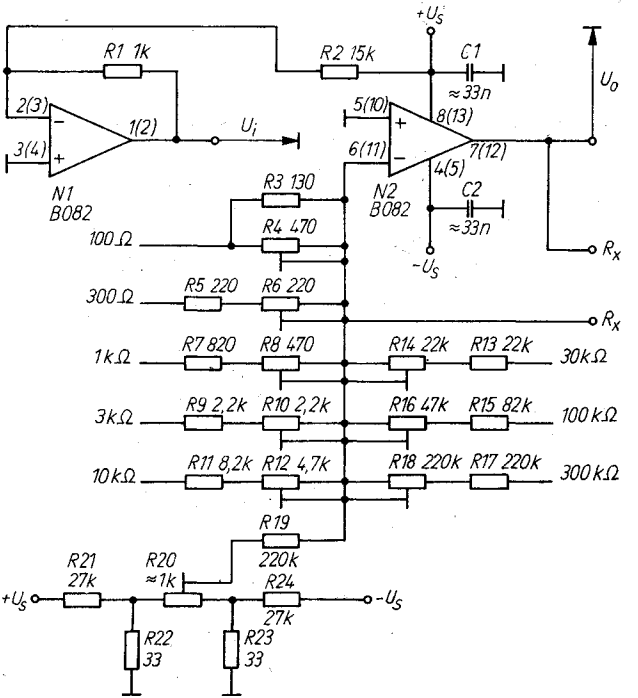


Bild 6.8 Schaltung des Ohmmeterbausteins

6.7. Automatischer Polumschalter

Die Schaltung nach Bild 6.9 schaltet das Instrument immer so, daß es nach der «richtigen» Seite ausschlägt und zeigt an, wie die Polarität der Eingangsspannung ist. Ein OPV arbeitet als Nullspannungskomparator. Er steuert direkt ein Relais 960 Ω an, das gleichzeitig als Vorwiderstand für eine LED dient. Ist U_i positiv, wird die OPV-Ausgangsspannung etwa $-U_2$, das Relais zieht an

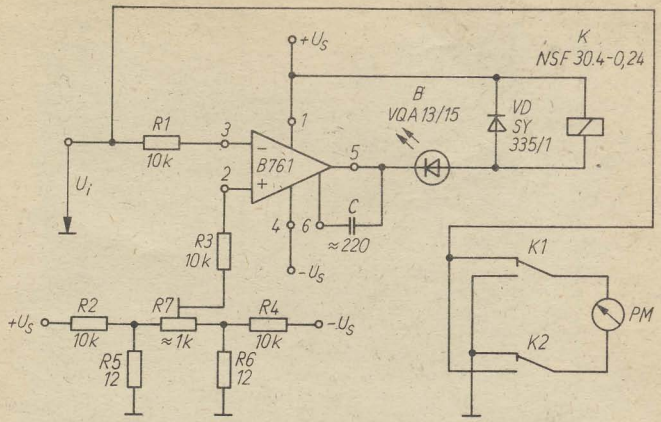


Bild 6.9 Automatischer Polaritätsumschalter

und die LED leuchtet. Wird U_i negativ, fällt das Relais ab und die LED verlischt. Der Aufbau geht aus den Bildern 6.10 und 6.11 hervor.

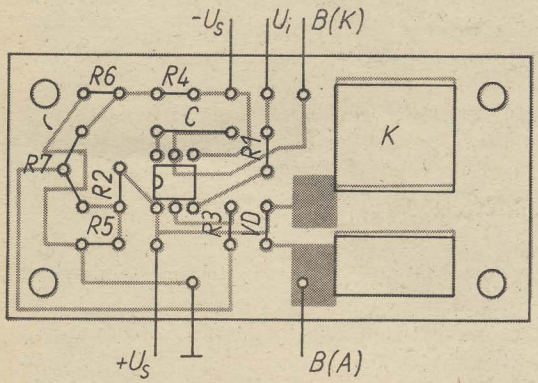


Bild 6.10 Bestückungsplan für Bild 6.9

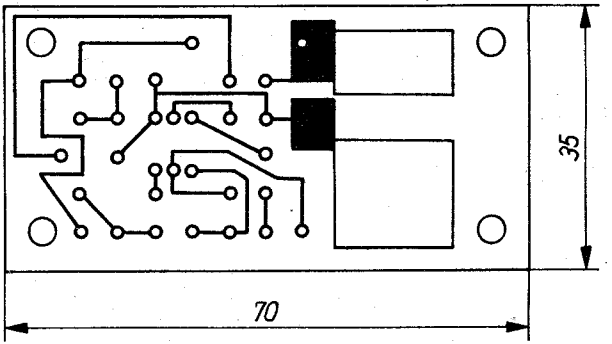


Bild 6.11 Leitungsführung für Bild 6.10

6.8. Stromversorgung

Bild 6.12 zeigt die Schaltung des Netzteils. Diese Spannungsverdopplerschaltung erlaubt die Erzeugung von symmetrischen Spannungen aus einer Trafowicklung. Eine handelsübliche Trafoausführung ist der *M55* (8 V/0,5 A).
Die Referenzspannung wird für beide Verstärker von VD5 bereitgestellt. Sie wird durch N1 (nichtinvertierender Verstärker) mit rund 2 und durch N2 (invertierender Verstärker) mit rund −2 verstärkt. Die positive Ausgangsspannung ist mit $R4$, die negative mit $R9$ einstellbar. Ein Wert von ±15 V ist optimal. VT1 und VT2 sind mit Kühlsternen zu versehen.

6.9. Abgleich

Dazu sollte ein vierstelliges Digitalmultimeter zur Verfügung stehen sowie eine geeignete Strom- bzw. Spannungsquelle und Widerstände mit Werten von 70 bis 100 % der einzelnen Meßbereiche. Die Justage erfolgt nach folgender Vorschrift:

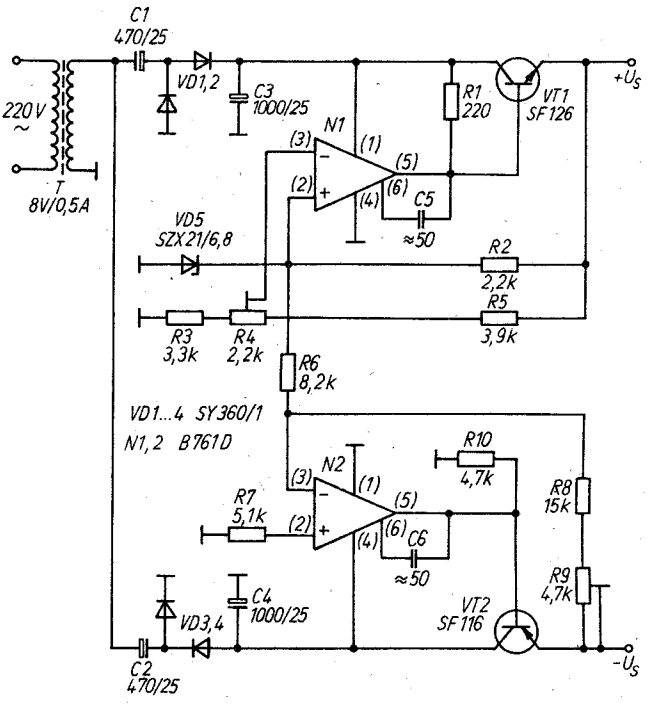


Bild 6.12 Stromversorgung für das Multimeter

1. Mit $R10$ am Gleichspannungsvoltmeter auf den Nullwert der Eingangsleerlaufspannung in Stellung GS 100 mV einstellen. Diese Einstellung ist wegen des hochohmigen Eingangswiderstands problemlos.
2. Bei kurzgeschlossenem Eingang mit $R20$ des Ohmmeters auf Null in Stellung WS 3 kΩ bringen.
3. Mit $R4$ am Gleichspannungsvoltmeter auf Null in Stellung GS 100 mV stellen.

4. Mit $R17$ am Präzisionsgleichrichter auf Null in Stellung WS (Bereich beliebig) und bei kurzgeschlossenem Eingang justieren.
5. Justieren der Gleichspannungsmeßbereiche auf Endausschlag.
6. Bei 100 mV Eingangswechselspannung mit $R5$ am Präzisionsgleichrichter in Stellung WS 100 mV auf Endausschlag.
7. Mit den Schichtdrehwiderständen des Wechselspannungsteilers Justieren der Wechselspannungsmeßbereiche auf Endausschlag (außer 100 mV). Dieser Abgleich ist mehrmals zu wiederholen und im Bereich 300 V zu beenden!
8. Mit den Schichtdrehwiderständen zur Strommessung Justage der Wechselstrommeßbereiche auf Endwert.
9. Mit $R13$ am Gleichspannungsvoltmeter in Stellung GS in einem beliebigen Strombereich auf Endausschlag; die anderen Bereiche stimmen dann automatisch, da die Verstärkung des Gleichspannungsvoltmeters und des Präzisionsgleichrichters identisch gemacht wird.
10. Mit bekannten Widerständen die Widerstandsbereiche auf Endwert eichen.
11. Mit $R7$ am automatischen Polumschalter genau auf den Umschaltpunkt des Relais justieren. Es wird empfohlen, diese Baugruppe erst nach erfolgtem Abgleich bis Punkt 10 anzuschließen.

Abschließend noch folgende Aufbauhinweise: Wird ein Instrument mit anderem Endwert (100 μA bis 3 mA möglich) und/oder anderem Innenwiderstand benutzt, muß der Vorwiderstand so dimensioniert werden, daß bei etwa 1 V Vollausschlag auftritt. Für die Schaltungsmasse ist ein zentraler Punkt (am besten auf der Netzteilplatine) zu schaffen, an den alle Masseleitungen der Baugruppen einzeln angeschlossen werden. Die Baugruppe des Gleichspannungsvoltmeters ist mit Weißblech vollständig zu schirmen. Diese Schirmung wird mit Schaltungsmasse oder Netzerde verbunden. Der Minuseingang des OPV wirkt als «Antenne» für Brummspannungen. Daher sind auch die zu S1.1 gehenden Leitungen sorgfältig abzuschirmen. Alle Abschirmungen werden einseitig an Netzerde gelegt.

Literatur

[1] *Balcke, E., Krause, H.:* Grundlagen der analogen Schaltungstechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1981

[2] *Bergtold, F.:* Umgang mit Operationsverstärkern. R. Oldenbourg Verlag, München Wien 1975

[3] *Bergtold, F.:* Schaltungen mit Operationsverstärkern. R. Oldenbourg Verlag, München Wien 1975

[4] *Herpy, M.:* Analoge Integrierte Schaltungen. Akadémiai Kiadó, Budapest 1979

[5] *Kühnel, C.:* Anwendung des Operationsverstärkers zur Messung und Verstärkung kleiner Gleichspannungen und -ströme. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 4, S. 232

[6] *Kühnel, C.:* Erweiterung des Frequenzgangs nichtinvertierender Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 151 ff

[7] *Mennenga, H.:* Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. VEB Verlag Technik, Berlin 1981

[8] *Skribanowitz, G.:* Offsetkompensation des BiFET-Operationsverstärkers B080. radio fernsehen elektronik 31 (1982) H. 7, S. 432

[9] – Die Kenndaten von Operationsverstärkern. Elektronik – Arbeitsblatt Nr. 37, H. 4/1969, S. 127 ff

ISBN 3-327-00095-6